

R. THEILE

## Die Superorthikon-Fernseh-Kameraröhre

Mitteilung aus dem Rundfunktechnischen Institut, Nürnberg

DK 621.397.331.2

Zur Übertragung aus dem Studio und für Reportagen verwendet man in der Fernsehkamera Speicherröhren, in denen aus dem optischen Bild zunächst eine ihm entsprechende Verteilung elektrischer Ladungen auf einer Speicherplatte erzeugt wird; erst dieses Ladungsbild wird von dem abtastenden Elektronenstrahl zur Signalerzeugung ausgewertet. Die Zwischenschaltung einer Ladungsspeicherung ermöglicht eine theoretisch vollständige Ausnutzung des aus der Szene vom Objektiv aufgenommenen Lichtflusses und somit die Übertragung bei relativ kleinen Beleuchtungsstärken.

Obwohl die ersten technischen Ausführungsformen der speichernden Kameraröhren nur einen relativ kleinen Wirkungsgrad hatten, war der Fortschritt in der Entwicklung des Fernsehens bei ihrer Einführung beachtlich. Ein weiterer großer Schritt wurde vor etwa einem Jahrzehnt durch Abschluß der Entwicklung eines neuen Röhrentyps getan, der einen erheblich besseren Wirkungsgrad hatte und unter dem Namen „Image Orthicon“ bekannt wurde [1]. Wegen der großen Empfindlichkeit wird diese Röhre heute praktisch in jedem modernen Fernsehbetrieb bei Außenübertragungen verwendet, viele Fernsehstudios haben sich sogar für alle Zwecke ausschließlich auf das Image Orthicon umgestellt (z. B. die Studios in USA). Wegen der Bedeutung dieser Röhre wird im folgenden eine genauere Analyse ihrer Arbeitsweise gegeben, die im deutschen Schrifttum bislang fehlt. Die Ausführungen sollen dem Fernsehfachmann ein tieferes Verständnis der Vorgänge in der Röhre vermitteln, das bei diesem Röhrentyp für die Handhabung und Bedienung besonders wichtig ist, wenn man die optimal mögliche Bildqualität erreichen will. Derallgemeininteressierte Leser wird andererseits Anregungen und Hinweise für die grundsätzlichen Möglichkeiten in Aufbau und Arbeitsweise elektrischer Speicherröhren finden, die ja heute auch für viele andere Anwendungen außerhalb des Fernsehens zunehmende Bedeutung gewinnen.

Die Röhre soll im folgenden „Superorthikon“ genannt werden. Man hat sich auf diesen Namen nach dem Vorbild der Bezeichnung „Superikonoskop“ geeinigt, die seinerzeit für „Image Iconoscope“ gewählt wurde.

## 1. Überblick über Konstruktion und Arbeitsweise

Eine Fernsehkameraröhre mit Ladungsspeicherung hat drei Grundbauelemente, nämlich die fotoelektrische Umwandlungsschicht, die Speicherplatte und das elektronenoptische System zur Erzeugung des feinen Elektronenstrahlbündels, das die Speicherplatte zur Auswertung des Ladungsbildes abtastet [2]. Abb. 1 zeigt schematisch, wie diese Grundelemente im Superorthikon angeordnet sind und wie die Röhre im Prinzip arbeitet. Von der zu übertragenden Szene wird ein optisches Bild auf der Fotoschicht entworfen, die bei Belichtung Elektronen emittiert (äußerer Fotoeffekt). Die ausgelösten Foto-

elektronen werden auf mehrere hundert Elektronen-Volt beschleunigt, und die Emissionsverteilung der Fotoelektronen wird elektronenoptisch auf der Speicherplatte abgebildet. Die im Superorthikon doppelseitig verwendete Speicherplatte besteht aus einem hauchdünnen Häutchen aus schwach leitfähigem Glas, vor dem in wenigen hundertstel Millimetern Abstand ein sehr feines Metallnetz hoher Durchlässigkeit ausgespannt ist. Das Glashäutchen dient als Ladungsträger, und das Netz stellt die gemeinsame Gegenelektrode aller Speicherelemente dar. Die beschleunigten Fotoelektronen treffen von vorn (links in Abb. 1) durch die Öffnungen des Netzes hindurch auf

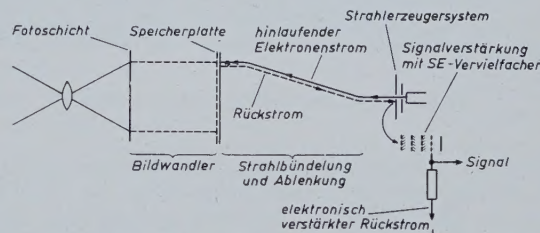
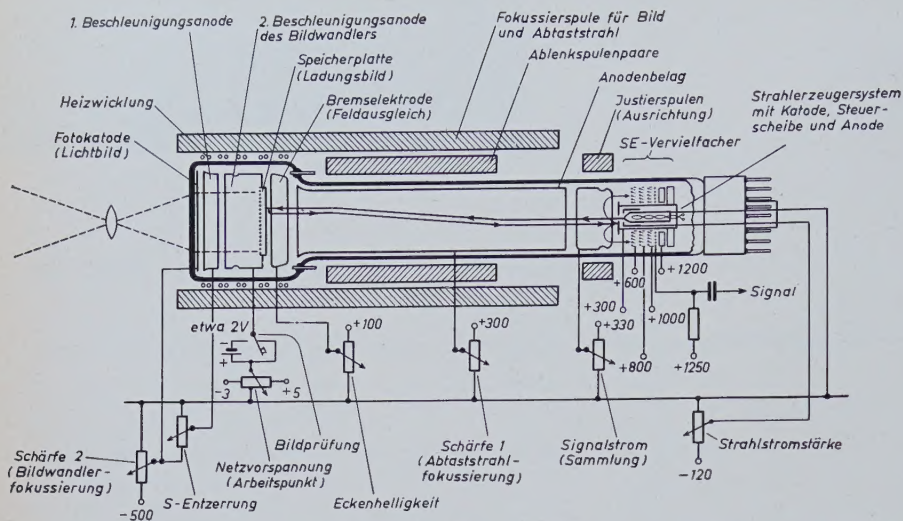


Abb. 1. Schematische Darstellung der Arbeitsweise des Superorthikons

die mit dem Glashäutchen gegebene Speicherfläche und laden durch Abgabe von Sekundärelektronen die getroffene Stelle in positiver Richtung auf (Elektronenverlust, da mehr Elektronen weggehen als primär landen). Es entsteht also im ganzen gesehen auf der Speicherplatte eine dem Lichtbild ähnliche Verteilung positiver Ladungen, sozusagen ein Ladungsbild.

Die Auswertung der jeweils zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastungen aufgespeicherten Ladung erfolgt von der Rückseite der dünnen Glashaut durch Abtastung mit einem feinen Elektronenstrahlbündel, und zwar so, daß die Elektronen mit geringer Geschwindigkeit landen (Abtastung mit „langsamen“ Elektronen). Dadurch wird eine Sekundäremission vermieden; die abgetastete Stelle lädt sich in negativer Richtung bis zu einem durch den Ursprung der Abtastelektronen gegebenen Grenzpotential (Katodenpotential des Strahlerzeugersystems) auf. Die positive Aufladung der Speicherschicht infolge der Lichteinwirkung auf der Fotoschicht wird also bei der Abtastung neutralisiert; es landen jeweils so viel Abtastelektronen, wie nötig sind, um den Ladungsgrundzustand für die nächste Speicherperiode einzustellen. Die überschüssigen Elektronen müssen zurückkehren. Von einer stärker positiv aufgeladenen (hellen) Stelle kehren weniger Elektronen zurück, der Rückstrom ist also entsprechend der Aufladung bzw. der Helligkeit der einzelnen Bildelemente moduliert und enthält somit das Bildsignal.



Die Eigenart der Elektronenoptik von Strahlerzeugung und Ablenkung bedingt, daß der Rückstrom praktisch auf dem gleichen Wege läuft wie der hinlaufende Abtaststrom und daß die Rückelektronen auf der Anode des Strahlerzeugersystems landen; dort lösen sie Sekundärelektronen aus, die zur weiteren Stromverstärkung in einen um das Strahlerzeugersystem herumgebauten Sekundärelektronenvervielfacher hinein gelenkt werden. Erst von dem etwa tausendfach verstärkten Rückstrom also wird am Ausgang des Vervielfachers über einen Arbeitswiderstand das Bildsignal abgenommen.

Mit Hilfe des einfachen Arbeitsschemas Abb. 1 kann man die in Abb. 2 gezeigte Konstruktion der Superorthikon-Röhre im einzelnen gut verstehen. In dieser Skizze, auf die später noch mehrfach Bezug zu nehmen sein wird, sind die unmittelbar mit der Röhre in Verbindung stehenden Schaltkreise mit eingezeichnet. An den Spannungsreglern ist unten angegeben, welche Bildeigenschaften bzw. Funktionen im Betrieb der Röhre jeweils eingestellt werden. Weiterhin sind in Abb. 2 oben die Benennungen der einzelnen Elektroden angegeben.

Man erkennt in Abb. 2 die langgestreckte Form des Röhrenkolbens. In dem vorderen (linken) Teil größeren Durchmessers befinden sich die Fotokatode und die Speicherplatte. Das Netz der Speicherplatte liegt etwa auf Erdpotential, die Fotokatode an einem um einige hundert Volt negativem Potential. Das Feld zur Beschleunigung der Fotoelektronen ist durch das einstellbare Zwischenpotential an der ersten Anode veränderbar. Die Abbildung der Emissionsverteilung der Fotoelektronen auf die Speicherplatte geschieht durch das axiale Magnetfeld einer langen Spule, die über der Röhre liegt. Das Scharfeinstellen des Elektronenbildes erfolgt durch Verändern des Fotokathodenpotentials.

Am anderen Ende des Röhrenkolbens befindet sich das Strahlerzeugersystem, in der üblichen Weise aus Katode, Steuerscheibe und Anode zusammengesetzt. Zur Bündelung und Führung der Abtastelektronen, die mit geringer Geschwindigkeit auf der Speicherplatte landen sollen, dient das axiale Magnetfeld der bereits erwähnten langen Fokussierspule, die also zwei elektronenoptische Aufgaben erfüllt. Die Elektronen werden im Strahlerzeugersystem auf etwa 300 V beschleunigt, durchfliegen mit dieser Geschwindigkeit den Raum, in dem die Ablenkfelder der beiden Spulenpaare einwirken, und werden in der Nähe der Speicherplatte durch deren niedriges Potential je nach dem

Ladungszustand des gerade getroffenen Bildelementes auf wenige Volt bzw. Null abgebremst. Eine zusätzliche Ringelektrode (Bremsselektrode) sorgt durch passenden Ausgleich des zwischen der Speicherelektrode und dem etwa auf 300 V liegenden Wandbelag sich ausbildenden elektrischen Feldes dafür, daß die Elektronen auch an den Rändern senkrecht landen, was für ein gleichmäßiges Grundpotential über die ganze Speicherfläche bei Abtastung mit langsamen Elektronen wichtig ist. Mit dem Potential des Wandbelags wird die Schärfe des Abtastfleckes durch Veränderung der Geschwindigkeit der Elektronen eingestellt. Der Strahlstrom wird in bekannter Weise durch Veränderung des Potentials der Steuerelektrode geregelt.

In Abb. 2 findet man weiterhin zwischen der Anode des Strahlerzeugersystems und dem Wandbelag eine zusätzliche Ringelektrode. Diese Hilfselektrode dient zur Umlenkung der von den Rückelektroden ausgelösten Sekundärelektronen, die in den ringförmigen mehrstufigen Elektronenvervielfacher hineingelenkt werden. Kurz vor der Fokussierspule liegen Justierspulen zur optimalen Ausrichtung des Elektronenstrahlbündels. Mit diesen Spulen kann ein schwaches einstellbares Querfeld in beliebiger Richtung erzeugt werden. Schließlich findet man noch über dem vorderen Teil der Röhre eine Heizwicklung zur Erwärmung der Speicherplatte, damit die richtige Betriebstemperatur, die für die Arbeitsweise der Speicheranordnung sehr wichtig ist, nach dem Einschalten möglichst rasch erreicht wird.

Im folgenden Abschnitt sollen nun diejenigen Arbeitsfunktionen der Röhre im einzelnen besprochen und illustriert werden, die für die Wirkungsweise und Bedienung von besonderer Bedeutung sind. Die Speicherplatte trennt den Raum der Röhre in zwei Hälften auf. Der vordere Teil enthält den Bildwandler zur Erzeugung des Ladungsbildes auf der Speicherplatte, der rückwärtige Teil enthält die elektronenoptischen Einrichtungen zur Auswertung der gespeicherten Ladung und Signalverstärkung. Dieser Aufteilung entsprechend sollen die speziellen Probleme jetzt behandelt werden. Die dabei angegebenen Daten und Einzelheiten der RCA-Röhren wurden den verschiedenen Originalarbeiten entnommen [3–7].

## 2. Spezielle Analyse der Vorgänge im Superorthicon

## 2.1 Erzeugung des Ladungsbildes

Zu dem Bildwandlerteil (Abb. 4) gehören die Fotokatode, die erste und zweite Beschleunigungsanode (in Form von Metallzylindern), die Speicherplatte (die elektrisch und mechanisch mit der zweiten Anode verbunden ist) sowie der vordere Teil der langen Fokussierspule (in Abb. 4 nicht mit eingezeichnet). Das Feld der Spule ist in der Nähe

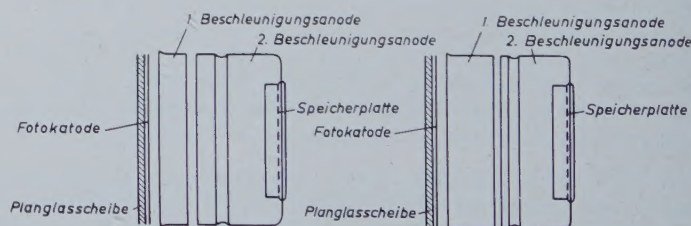


Abb. 4. Elektrodenanordnung des Bildwandlerteils der Superorthikon-Röhre; links: erste Ausführung, rechts: neuere Elektrodenformen zur Verbesserung der Deckung des Geisterbildes mit dem Original

der Fotokatode nicht mehr ganz homogen; die Spule darf nämlich nicht sehr weit über die Ebene der Fotokatode hinausragen, weil genügend Platz für die Wechseloptik (Objektivrevolver) bleiben muß. Demzufolge erfolgt die elektronenoptische Abbildung der Fotoelektronen auf die Speicherplatte mit einer geringen Verkleinerung. Bei der Abbildung wirkt auch das elektrische Feld zwischen den Elektroden mit. Durch Aufteilung der Beschleunigungselektroden in zwei getrennte Ringe kann die Form des elektrischen Feldes verändert werden. Damit ist es möglich, insbesondere die geometrischen

Randverzerrungen des Gesamtsystems (Zerdrehungsfehler, S-Verzerrung) durch passende Wahl der Potentialverteilung auf ein Minimum zu reduzieren. Wie aus Abb. 2 zu ersehen, liegt die erste Beschleunigungsanode an einem einstellbaren Teilpotential der Fotokatode. Mit dem Gesamtpotential, das in der Größenordnung einiger hundert Volt liegt, wird die Schärfe der Abbildung eingestellt (Schärfe 2); das magnetische Feld bleibt konstant. Die Schärferegelung durch das elektrische Feld (Elektronengeschwindigkeit) ist zweckmäßiger, da die Spule zugleich auch die Fokussierung der Abtastelektronen bewirkt. Mit der Einstellung des Teilpotentials (S-Entzerrung) der ersten Anode und gleichzeitiger Nachregelung der Gesamtspannung zur Erhaltung der Schärfe wird die optimale Geometrie erreicht. Eine falsche Einstellung mit der typischen S-Verzerrung zeigt Abb. 5.



Abb. 5. S-Verzerrung des Ladungsbildes im Superorthikon bei falscher Einstellung des Zwischenpotentials an der ersten Anode

Die Fotoelektronen treffen die Speicherplatte mit einer Geschwindigkeit, die einerseits für eine scharfe Fokussierung ausreicht und andererseits optimale Ausbeute an Sekundärelektronen ergibt. Während die meisten ausgelösten Sekundärelektronen relativ langsam sind (einige Elektronenvolt), gibt es auch einen geringen Prozentsatz schneller Elektronen. Diese schnellen Sekundärelektronen bzw. reflektierten Primärelektronen laufen durch den Bildwandlerraum rückwärts bis zur Fotokatode und von dort wieder zur Speicherplatte, wo sie ein zweites Bild erzeugen, das insbesondere am Rande des Bildfeldes durch die Häufung der Fehler bei dem zweifachen Durchlaufen der Felder gegenüber dem ersten Bild etwas versetzt ist und im Fernsehbild als schwaches Doppelbild, als „Geist“ sichtbar wird. Solche Geister treten im allgemeinen nur bei intensiver Beleuchtung einer bestimmten Stelle auf, wie z. B. bei direkt in die Kamera scheinenden Lichtern (Abb. 11). Man hat gefunden, daß die Versetzung des Geisterbildes relativ zum Originalbild von der Länge und vom Abstand der ersten Beschleunigungsanode von der Fotokatode abhängt und daß eine Änderung der Elektrodengeometrie nach Abb. 4b (unten) eine bessere Deckung des Geisterbildes mit dem Original und damit eine geringere subjektive Störung durch Geister ergibt [6].

Die Vorgänge bei der Erzeugung des Ladungsbildes auf der Speicherplatte sollen jetzt an Hand von Abb. 6 erläutert werden. Hier ist ein stark vergrößerter Teil eines Querschnitts durch die bereits erwähnte Speicherplatte gezeigt (a). Ladungsträger ist eine Glashaut von ein-

gen  $\mu$  Dicke, deren spezifischer Widerstand etwa  $5 \cdot 10^{11} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}$  bei Zimmertemperatur beträgt. Das Netz vor der Glashaut ist elektrolitisch als perforierte dünne Kupferfolie mit etwa 200 Öffnungen auf die Länge eines Zentimeters hergestellt [8]. Der Abstand des Netzes von der Glashaut bestimmt die Speicherkapazität. In der Universalröhre RCA 5820 ist der Abstand etwa 0,05 mm. Bei einer Rasterfläche von etwa  $6 \text{ cm}^2$  auf der Speicherplatte beträgt damit die gesamte Speicherkapazität nur etwa 100 pF. Das ist im Vergleich zu anderen Röhrentypen sehr wenig (im Superikonoskop sind es etwa 5000 pF!). Die niedrige Speicherkapazität ist insofern günstig, als das dem Ladungsbild zugeordnete Potentialgebirge groß ist und damit kleine Ladungsmengen mit gutem Wirkungsgrad ausgewertet werden können; allerdings ist die gesamte Ladungsmenge relativ klein, da die Aufladung der Speicherfläche nicht beliebig groß sein darf (Grenze etwa 2 V, siehe später). Die Röhre mit der kleinen Speicherkapazität hat also eine hohe Empfindlichkeit und ist besonders geeignet zur Übertragung bei ungünstigen Lichtverhältnissen. Der Störabstand ist jedoch auf mittelmäßige Werte begrenzt. Stehen größere Lichtmengen (z. B. im Studio) zur Verfügung, so ist ein anderer Kompromiß zwischen Empfindlichkeit und Störabstand zweckmäßig. Dafür wurden andere Typen mit größerer Speicherkapazität entwickelt [7, 9]. Der Abstand zwischen Netz und Glashaut in einer dieser Röhren (RCA 6474/1854 [7]) beträgt nur 0,02 mm, ist also etwa  $2\frac{1}{2}$  mal kleiner; die Kapazität ist etwa um den gleichen Faktor größer.

Die Speicherplatte des Superorthikons arbeitet doppelseitig. Das ist möglich wegen der schwachen Leitfähigkeit des Glashäutens, für die es einen bestimmten optimalen Wert gibt. An Hand des Ersatzschaltbildes in Abb. 6b sollen jetzt die Vorgänge etwas näher betrachtet werden. Die Speicherkapazität  $C_s$  eines Bildelementes besteht zwischen der Netzelektrode und der Vorderseite der Glashaut. Eine weitere Kapazität  $C_g$  besteht zwischen Vorder- und Rückseite der Glashaut, der wegen der Leitfähigkeit des Glases ein Widerstand  $R_g$  parallel liegt. Aus den angegebenen Konstruktionsdaten der Speicherplatte ist verständlich, daß  $C_g$  sehr viel größer als  $C_s$  ist. Bei raschen Änderungen des Potentials zwischen Rückseite der Glashaut und Netz ist also der Potentialzustand auf Vorder- und Rückseite praktisch gleich. Das Vorhandensein von  $R_g$  ermöglicht den Übergang der Ladung von der Vorder- zur Rückseite der Glashaut und damit die so vorteilhafte doppelseitige Benützung der Speicherplatte. Dieser Ausgleich muß sich innerhalb einer Speicherperiode vollziehen. Die Zeitkonstante  $R_g \cdot C_g$  muß dementsprechend kleiner als die Speicherperiode sein. Das läßt sich durch hinreichend große Leitfähigkeit des Glases leicht erreichen. Andererseits soll aber die Leitfähigkeit möglichst gering sein, damit sich das Ladungsbild nicht innerhalb der Speicherperiode wegen der in transversaler Richtung bestehenden Leitfähigkeit ausgleicht (Verlust an Auflösung). Für diesen Ausgleich ist die Zeitkonstante des mittleren Widerstandes zwischen zwei benachbarten Bildelementen längs der Speicherfläche mit der mittleren Kapazität zwischen diesen Elementen maßgebend; sie soll gegenüber der Speicherperiode möglichst groß sein. Man muß also einen Kompromiß eingehen. Die beiden entgegengesetzten Forderungen lassen sich um so leichter erfüllen, je dünner die Glashaut ist, weil mit abnehmender Dicke des Glases bei gleichbleibender Zeitkonstante  $R_g \cdot C_g$  auch die Querleitfähigkeit abnimmt. Man hat daher die Glashaut so dünn bemessen, wie es technologisch gerade noch tragbar ist. Die Glassorte wurde so gewählt, daß der optimale Kompromiß bei der normalen Betriebstemperatur vorhanden ist. Da sich die Leitfähigkeit des Glases relativ stark mit der Erwärmung ändert, muß man die Betriebstemperatur in engen Grenzen konstant halten. Der vorgeschriebene Bereich liegt zwischen  $35^\circ$  und  $45^\circ \text{ C}$ .

Das in Abb. 6c angegebene Ersatzschaltbild der Speicherplatte stellt die an sich homogene Fläche aufgeteilt in einzelne diskrete Speicherelemente dar. Dieses Bild soll auf die kapazitiven Kopplungen  $C_k$  zwischen benachbarten Bildelementen hinweisen, die eine Störung des Aufbaus und der Auswertung des Ladungsbildes verursachen, und zwar um so mehr, je größer das Verhältnis  $C_k$  zu  $C_s$ , d. h. je kleiner  $C_s$  ist. Während bei den großen Speicherkapazitäten der Ikonoskop- und Superikonoskopröhren diese Kopplungen praktisch keine Rolle spielen, sind bei den niedrigen Werten im Superorthikon Störungen zu erwarten. Kapazitive Kopplungen zwischen Nachbarelementen sind schon aus dem geometrischen Aufbau der Speicherplatte verständlich. Die Größe eines Bildelementes beträgt nämlich bei der Normalausführung der Röhre und bei 625 Zeilen nur etwa 0,04 mm, d. h., sie liegt in der gleichen Größenordnung wie der Abstand der

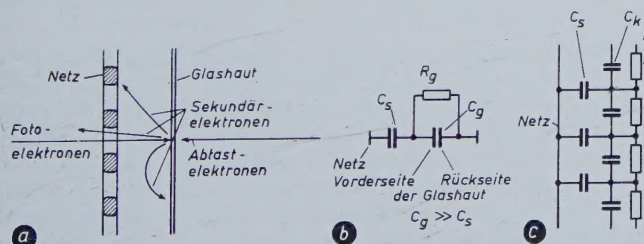


Abb. 6. Speicherplatte des Superorthikons; a) vergrößerter Ausschnitt, b) und c) Ersatzschaltbilder

Glashaut vom Netz. Bei solchen Proportionen sind relativ starke Beeinflussungen des Ladungszustandes der benachbarten Bildelemente zu erwarten.

Die u. a. hierdurch verursachten Störungen zeigen sich an scharfen Helligkeitssprüngen im Fernsehbild. Wie man in dem vergrößerten Ausschnitt Abb. 7 des mit einem Superorthikon aufgenommenen Bildes einer Schachbrettvorlage erkennt, zeigen sich helle Randlinien längs scharfer Helligkeitsübergänge. Die Vorgänge sind relativ kompliziert, weil andere Effekte (Sekundärelektronen, zusätzliche Ablenkvorgänge der abtastenden Elektronen usw.) mitwirken, und können im Rahmen dieser Arbeit nicht im einzelnen behandelt werden. (Über diese Fragen wird nach Abschluß genauerer Untersuchungen zu gegebener Zeit noch ausführlicher berichtet werden.)

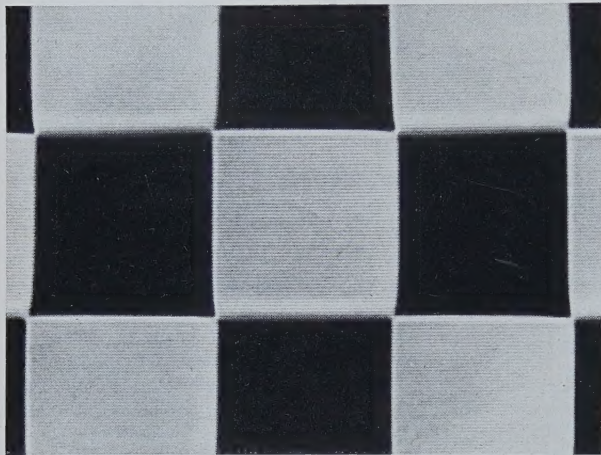


Abb. 7. Störeffekte bei Aufbau und Auswertung des Ladungsbildes im Superorthikon infolge der kapazitiven Kopplungen eng benachbarter Bildelemente. Das Bild zeigt einen vergrößerten Ausschnitt aus einer übertragenen Schachbrettvorlage mit den typischen hellen Randlinien beim Schwarz-Weiß-Sprung

Wie man in Abb. 7 erkennt, treten die hellen Randlinien vor allem bei einem scharfkantigen Übergang von Schwarz auf Weiß in Abtastrichtung auf, d. h. in Form von hellen, horizontal liegenden Linien unter dunklen Flächen bzw. als helle, vertikale Linien rechts neben dunklen Flächen. Beim umgekehrten Übergang von Weiß auf Schwarz sind die Randlinien weniger ausgeprägt; hier ist außerdem eine erhebliche Abflachung des im Bild scharfkantigen Helligkeitssprunges vorhanden.

Schärfeverluste sind durch die Kopplungen  $C_k$  zwischen den einzelnen Bildelementen (auch durch  $R_k$  nach Abb. 6c) grundsätzlich bedingt. Sie können jedoch bei geschickter Einstellung des Arbeitspunktes durch gegenläufige „Streuelektro-nen-Effekte“ im Mechanismus der Ladungsbilderzeugung gut kompensiert werden. Diese Vorgänge sollen jetzt ausführlicher besprochen werden.

Die Aufladung der Speicherfläche erfolgt durch die Fotoelektronen, die im Bildwanderteil auf einige hundert Volt beschleunigt werden und beim Auftreffen auf der Glashaut mit einer „Ausbeute“ größer als eins Sekundärelektronen auslösen. Die Aufladung erfolgt also in positiver Richtung (Elektronenverlust). Die Ladungsspeicherung geschieht mit bestmöglichem Wirkungsgrad, sofern alle Sekundärelektronen von dem Netz oder von der zweiten Anode aufgenommen werden. Das ist der Fall, solange das Potential des Netzes relativ zu dem der Speicherfläche positiv ist. Erreicht das Oberflächenpotential im Zuge der positiven Aufladung jedoch das Netzpotential, so wird eine weitere Aufladung (Speicherung) verhindert, weil sich in zunehmendem Maße ein Gegenfeld zwischen Speicherfläche und Netz ausbildet, gegen das die meist energiearmen (d. h. langsamen) Sekundärelektronen nicht mehr anlaufen können. Es entsteht ein dynamischer Gleichgewichtszustand derart, daß die bestrahlte Fläche das sog. Gleichgewichtspotential annimmt, bei dem im Mittel nur noch ebensoviel Sekundärelektronen das Speicherelement verlassen als primär auftreffen.

Die überschüssig ausgelösten Sekundärelektronen müssen auf die Speicherfläche zurückfallen. Sie fallen dabei nicht nur auf den Ort ihrer Emission zurück, sondern leider auch auf benachbarte Gebiete,

wo sie Streuladungen verursachen, die das Ladungsbild stören und verfälschen. Wegen der Nähe des Netzes ist die „Reichweite“ dieser meist langsamen Streuelektronen relativ klein, so daß sie in unmittelbarer Nähe der emittierenden Stelle landen. Lediglich ein kleiner Prozentsatz hat eine größere Anfangsgeschwindigkeit und erreicht entferntere Gebiete oder läuft im Bildwandlerraum hin und zurück, wie bei der Erscheinung der Geister bereits erwähnt wurde (Abb. 11). Die langsamen, zurückfallenden Streuelektronen erzeugen eine negative Aufladung um diejenigen Stellen des Ladungsbildes herum, die durch starke Belichtung der ihnen zugeordneten Stellen im Bild bis zum Grenzpotential aufgeladen werden. Die negative Streuladung ist also am stärksten in unmittelbarer Nähe positiv aufgeladener Speicherelemente, auf das Fernsehbild bezogen also längs der Kanten heller Flächenteile.

Ein gewisses Maß solcher Streuladung wirkt günstig, weil der Kontrast feiner Einzelheiten im Ladungsbild erhöht wird; das mit der Röhre übertragene Fernsehbild wird schärfer. Verluste durch die kapazitiven Kopplungen und die restliche Leitfähigkeit zwischen den Oberflächenelementen werden kompensiert. Weiterhin hält die Streuladung den Kontrast feiner Einzelheiten auch bei Erreichen des Gleichgewichtspotentials der Sekundäremission aufrecht, d. h., auch wenn die Bildpunkthelligkeit sehr groß ist, werden dadurch feine Abstufungen erkennbar gehalten. Etwas dunklere Stellen neben hellen werden sozusagen durch die auf sie fallende negative Streuladung am Erreichen des Gleichgewichtspotentials gehindert.

Ist die Streuladung jedoch groß im Vergleich zur eigentlichen Bildpunktladung, so treten merkliche Verfälschungen im Ladungsbild auf, die Kanten des Bildes erscheinen übermäßig (reliefartig) überhöht, im Extremfall sieht das Bild bei starker Überbelichtung wegen des stark überhöhten Detailkontrastes wie ein Holzschnitt aus.

Für die praktische Verwendung des Superorthikons sind diese Vorgänge sehr wichtig. Gute Bilder erhält man nämlich nur innerhalb eines relativ engen Bereiches der Bildpunkthelligkeiten. Man muß dementsprechend die Kontraste der zu übertragenden Szene so wählen, daß die hellsten Stellen nicht viel höher als gerade bis zum Gleichgewichtspotential aufgeladen werden.

Die Übertragungskennlinie (Signal als Funktion der Bildpunkthelligkeit) des Superorthikons verläuft etwa wie in Abb. 8 gezeigt. Wegen der eben beschriebenen durch Streuelektronen verursachten Wechselwirkungen zwischen den Bildelementen ist es natürlich schwer, eine einheitlich gültige Kennlinie anzugeben [6]. Abb. 8 ist stark schema-

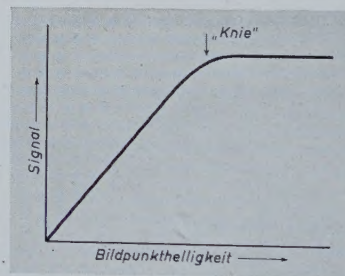


Abb. 8. Stark schematisierte Übertragungskennlinie des Superorthikons

tisiert und gilt streng nur für die spezielle Bildvorlage eines kleinen weißen Feldes auf schwarzem Untergrund. Wie bereits erwähnt, erfolgt die Aufladung bei kleinen Beleuchtungsstärken der Bildpunkthelligkeit proportional. Die Kennlinie ist daher zunächst linear, geht jedoch nach Erreichen des Gleichgewichtspotentials der Sekundäremission im Aufladevorgang in horizontalen Verlauf über. Das Übergangsgebiet der Kennlinie wird meist „Knie“ genannt.

Abb. 9 illustriert in drei mit einem Superorthikon übertragenen Fernsehbildern (Ausschnitte aus 625-Zeilen-Bildern) die erwähnte Abhängigkeit der Bildqualität von der richtigen Wahl des Arbeitsbereiches auf der Kennlinie, d. h. von der richtig dosierten Mitwirkung der eben beschriebenen Streuelektroneneffekte. Das linke Bild wurde mit einem zu kleinen Lichtstrom übertragen, von der Kennlinie wird dabei — wie angedeutet — nur ein kleiner Teil im unteren linearen Bereich ausgenutzt. Das Bild ist daher hart (das „Gamma“ der Übertragung ist eins, d. h. in der Gesamtwirkung des Bildes wegen des hohen Gammawertes der Bildschreibröhre zu groß). Außerdem ist der



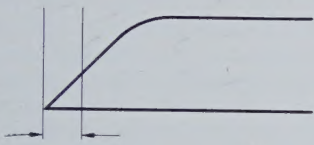
Lichtstrom zu klein; geringer Störabstand, hartes Bild



Lichtstrom richtig



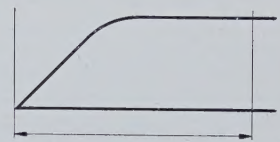
Lichtstrom zu groß; unnatürliches Bild durch zu stark hervorgehobenen Detail-Kontrast



Arbeitsbereich zu klein



Arbeitsbereich optimal



Arbeitsbereich zu groß

Abb. 9. Mit dem Superorthikon übertragene Fernsehbilder bei verschiedenen Lichtströmen (verschiedene Szenenbeleuchtung)

Störabstand wegen der geringen Aufladung der Speicherfläche und der deshalb notwendigen hohen Verstärkung des zu schwachen Bildsignals schlecht. Das Bild ist auch unscharf, weil die kapazitiven Kopplungen die scharfen Übergänge im Ladungsbild verschleifen und weil sich in diesem Betriebszustand auch die Leitfähigkeit des Glashäutens bereits störend auswirken kann (längste Speicherzeit).

Das mittlere Bild zeigt die optimale Einstellung, bei der die Streuelektronenrückverteilung die Bildqualität (vor allem die Schärfe) merklich verbessert, ohne daß Störeffekte hervortreten. Der Arbeitsbereich reicht in diesem Zustand gerade bis über das „Knie“ der Kennlinie.

Das rechte Bild zeigt die unnatürlich wirkende Verstärkung des Detailkontrastes durch Streuelektronen und den geringen Flächenkontrast bei zu großem Lichtstrom. Der Arbeitsbereich geht hier zu weit über das „Knie“ der Kennlinie hinaus.

Störungen des Ladungsbildes durch falsche Einstellung des Lichtstroms treten besonders hervor, wenn die zu übertragende Szene große dunkle Flächen enthält. Abb. 10 zeigt ein typisches Beispiel. Das oben gezeigte Bild wurde mit richtiger Einstellung des Lichtstroms aufgenommen, das untere Bild mit zu großem Lichtstrom. Die Überbelichtung führt zu einer unnatürlichen wolkenartigen Aufhellung dunkler Flächen („clouding“). Nur in der Nähe heller Flächen wird durch Streuelektronen der Kontrast aufrechterhalten (z. B. in der Umgebung des weißen Hemdes). Bilder wie Abb. 10 unten entstehen leicht, wenn in eine Szene mäßigen Kontrastes plötzlich ein Herr im schwarzen Anzug mit weißem Hemd und Kragen eintritt. Für einen solchen extremen Kontrast ist die vorher richtige Einstellung unvorteilhaft. Korrigiert man dann rasch durch Verringerung des Lichtstroms, so ist die Wiedergabe der übrigen Teile der Szene unbefriedigend. Man kommt also zu der wichtigen Erkenntnis, daß beste Bildqualität beim Superorthikon offensichtlich nur durch Rücksichtnahme bei der Gestaltung und Ausleuchtung der Szene möglich ist. Große dunkle Flächen und extrem helle Stellen müssen im Bild vermieden werden (heller Anzug besser als schwarzer, keine weißen Hemden).

(Wird fortgesetzt)

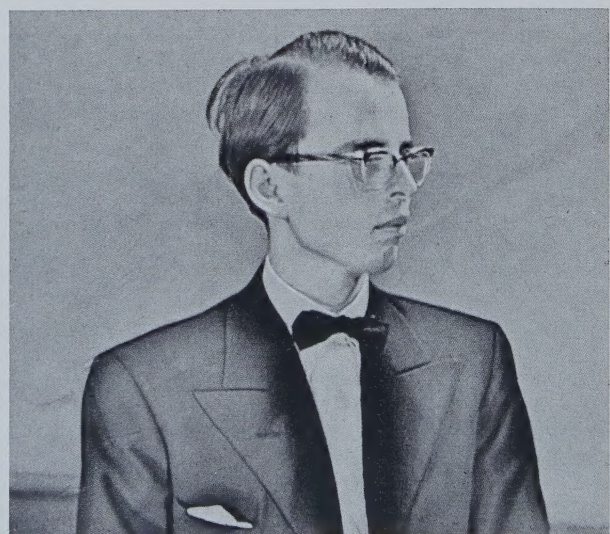


Abb. 10. Typische Fehler infolge Überbelichtung bei Übertragungen mit dem Superorthikon. Oben: richtige Einstellung; unten: Aufhellung dunkler Flächen (clouding) und Halobildung bei zu großem Lichtstrom

Sobald eine Funktelefonieverbindung in ein normales Teilnehmer-Fernsprechnetz durchgeschaltet werden soll, muß an der Stoßstelle eine Funk-Endeinrichtung vorgesehen werden, die den Übergang von der vierdrähtigen Funklinie auf die zweidrähtige Teilnehmerleitung und umgekehrt ermöglicht.

DK 621.396.65

### 1. Anwendung

Im einfachsten Fall genügt dafür ein Differentialübertrager, wie er unter der Bezeichnung „Gabelübertrager“ zum Übergang von Vierdrahtleitungen auf Zweidrahtleitungen verwendet wird. Seine Aufgabe ist es, die Sprachenergie in Richtung vom empfangsseitigen Zweig der Vierdrahtleitung zum Teilnehmer (Richtung A in Abb. 1) und vom Teilnehmer zum sendeseitigen Zweig (Richtung B) gut zu übertragen. Der direkte Weg vom Empfangs- zum Sendezweig soll dagegen möglichst stark gedämpft sein, um zu verhindern, daß aus dem Empfangsweg kommende Energie im Sendeweg als Echo wieder zum Ausgangspunkt zurückläuft. Diese verlangte hohe Dämpfung in der „verbotenen“ Richtung wird beim Gabelübertrager durch Brückenabgleich erreicht. Die Grenzen der erreichbaren Übergangsdämpfung sind aber dadurch gegeben, daß es unmöglich ist, den Abgleich bei jeder Teilnehmerleitung neu vorzunehmen, und diese durch die Tätigkeit der Vermittlungen sehr häufig wechseln. Eine genaue Fest-

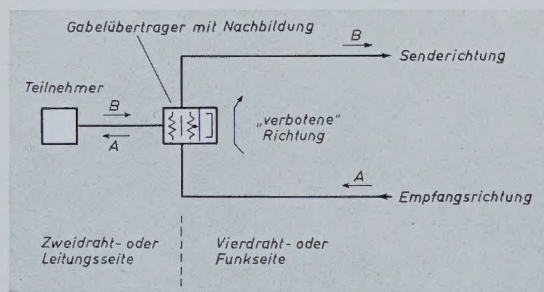


Abb. 1. Gabelübertrager mit Nachbildung zur Verbindung zwischen Zwei- und Vierdrahtleitungen. Zwischen A und B soll die Dämpfung möglichst hoch sein

legung der Pegel ermöglicht zwar in Leitungsnetzen einen einwandfreien Betrieb der Vierdrahtleitungen auch bei den praktisch erreichbaren, verhältnismäßig niedrigen Übergangsdämpfungen der Gabeln. Wenn an Stelle der Vierdrahtleitung aber eine Funkverbindung auf Kurzwellen tritt, ist dies nicht mehr möglich. Wegen des selektiven Schwundes kann der Ausgangspegel des Empfängers auch bei bester Schwundregelung nicht genügend konstant gehalten werden. Außerdem muß der Sender möglichst weit ausgesteuert werden, und dazu kann eine erhebliche Verstärkung im Sendeweg erforderlich sein.

Um unter diesen Verhältnissen Selbsterregung und Echos zu vermeiden, muß man zusätzlich durch eine Sperre jeweils mindestens einen Weg der Funkverbindung unterbrechen. Die Umschaltung von „Empfangen“ auf „Senden“ von Hand ist nur in einfachen Fällen möglich, nämlich dann, wenn dafür besondere Steuerleitungen vorhanden sind (meist nur bei sehr geringer Entfernung zwischen Teilnehmer und Endeinrichtung) und wenn beim Sprecher eine gewisse Übung und Sprechdisziplin vorausgesetzt werden kann. Diese beiden Bedingungen sind nicht eingehalten, wenn die Funkstrecke in ein Fernsprechnetz durchgeschaltet wird. Die Umschaltung der Sperren muß deshalb in diesem Falle durch die Sprache der Teilnehmer erfolgen.

Sprachgesteuerte Schalter braucht man auch, wenn für eine Funkverbindung für beide Richtungen nur eine Frequenz zur Verfügung steht. Es darf dann nur jeweils der Sender eingeschaltet sein, dessen Teilnehmer gerade spricht, d.h., der Träger der Sender muß durch die

Sprache der Teilnehmer geschaltet werden. Dabei treten grundsätzlich die gleichen Schwierigkeiten auf wie bei sprachgesteuerten Sperren.

Wenn Zweidrahtleitungen hoher Dämpfung an ein Vierdrahtsystem angeschlossen werden, sind ebenfalls Sperren notwendig. Es ist sonst aus Stabilitätsgründen nicht möglich, wesentlich höhere Pegel an die Zweidrahtleitung zu liefern (bei langen, einzeln verlegten Leitungen erforderlich) als diese selbst abgibt.

Auch bei freisprechenden Wechselsprechanlagen mit Mikrofon und Lautsprecher sind bei bestimmten Anforderungen sprachgesteuerte Sperren erforderlich, um eine Selbsterregung durch akustische Rückkopplung zu vermeiden.

### 2. Betriebliche Forderungen an sprachgesteuerte Sperren

Sprachgesteuerte Sperren sollen so arbeiten, daß die Teilnehmer ihr Vorhandensein nicht bemerken (allerdings können nicht beide gleichzeitig sprechen). Damit die Anfangssilben von Wörtern nicht beschnitten werden, muß die Ansprechzeit genügend kurz und der Ansprechpegel genügend klein sein. Das macht unter Umständen Schwierigkeiten bei Worten, die mit stimmlosen Konsonanten oder Zischlauten beginnen, da hohe Frequenzen von Kohlemikrofonen schlecht wiedergegeben werden. Die meisten Störungen und Fehlschaltungen der Sperren treten aber bei niedrigen Geräuschabständen auf. Man müßte eigentlich verlangen, daß die Sperren auch bei Geräuschabständen noch richtig arbeiten, die an der Grenze der Verständlichkeit liegen. Nach CCIR ist das bei einem Abstand von 3 dB der Fall [1]. In vielen Fällen brauchen so geringe Geräuschabstände aber nicht verarbeitet zu werden, z.B. müssen für Überseegespräche Geräuschabstände von 20 bis 40 dB aus anderen Gründen verlangt werden; dennoch ist das Verhalten einer Sperre bei niedrigen Geräuschabständen ein Maßstab für ihre Brauchbarkeit.

### 3. Mögliche Ausführungsformen von Funk-Endeinrichtungen

Funk-Endeinrichtungen können mit einer Reihe verschiedener sprachgesteuerter Sperren ausgerüstet sein. Man unterscheidet sie nach der Ruhelage, die sich einstellt, wenn keiner der beiden Teilnehmer spricht. Sie kann davon abhängen, ob der leitungs- oder der funkseitige Teilnehmer zuletzt gesprochen hat. Deshalb wird die Sperre durch zwei Ziffern gekennzeichnet, deren erste den Ruhezustand angibt, wenn der leitungsseitige Teilnehmer, die zweite, wenn der funkseitige zuletzt gesprochen hat.

Die Bedeutung der Ziffern geht aus Tab. I hervor. Sperrentypen mit nur einer Ruhelage erhalten zwei gleiche Ziffern. Eine Differentialsperre, die in ihrer zuletzt eingenommenen Lage liegenbleibt und erst beim Wechsel der Gesprächsrichtung umschaltet, erhält z.B. die Bezeichnung 2-3 [2].

Tab. I. Bedeutung der Kennziffern

Kennziffer	Ruhelage, wenn kein Teilnehmer spricht
1	Sende- und Empfangsweg sind beide durchgeschaltet
2	Sendeweg ist durchgeschaltet, Empfangsweg gesperrt
3	Sendeweg ist gesperrt, Empfangsweg ist durchgeschaltet
4	Sende- und Empfangsweg sind beide gesperrt

In diesem Aufsatz werden einige der am meisten vorkommenden Sperrentypen behandelt. Dabei soll versucht werden, an Hand eines für alle Arten von Endeinrichtungen — auch solche ohne Sperren — gemeinsamen Merkmals die verschiedenen Ausführungen zu vergleichen und die Wirksamkeit der Einführung dieses oder jenes Sperrentyps zu betrachten. Dafür ist es unwichtig, wie die schaltungsmäßigen Einzelheiten der Sperre aussehen, ob also als Sperrglieder z.B. Relais, gesteuerte Gleichrichter oder Röhren verwendet werden.

# unktelefonie-Verkehr

## 4. Betriebsbereiche der verschiedenen Endeinrichtungen

Wegen ungenügender Dämpfung des Gabelübertragers in der „verbotenen“ Richtung gelangt in Funkgabeln (so bezeichnet man meist den Teil der Endeinrichtung, der für den Übergang vom Vier- auf das Zweidrahtsystem erforderlich ist) Energie direkt aus dem Empfangs- in den Sendeweg. Derselbe Effekt tritt auf, wenn auch in geringerem Maß, infolge der Reflexion am Zweidraht-Teilnehmer. Dieser Energieübergang führt zu einigen störenden Erscheinungen:

1. Wenn der funkseitige Teilnehmer spricht, erhält er ein Echo.
2. Geräusch am Ausgang des Empfängers (bei schlechtem Geräuschabstand der Funkseite) gelangt wieder in den Sendeweg und verschlechtert dort ebenfalls den Geräuschabstand. Wenn eine sprachgesteuerte Sperre vorhanden ist, kann diese in Senderichtung umgesteuert und der funkseitige Teilnehmer abgeschaltet werden.
3. Wenn am anderen Ende der Funkstrecke wieder der Übergang auf Zweidraht erfolgt, tritt ab einer gewissen Verstärkung im Sendeweg Selbsterregung im Vierdrahtsystem auf, die durch Pfeifen den Betrieb unmöglich macht.

Im Betrieb muß man bei den verschiedenen Arten von Funkgabeln deshalb gewisse Bedingungen bezüglich Verstärkung, Dämpfung, Pegel usw. einhalten; nur in bestimmten Bereichen dieser Größen arbeitet die Anlage hinreichend einwandfrei.

### 4.1 Der Gabelübertrager mit Nachbildung

Die Verstärkung im Sendeweg ist bei Kurzwellen-Funkverbindungen immer erforderlich, da möglichst alle Teilnehmer den Sender maximal aussteuern sollen, um den bei solchen Verbindungen nicht sehr großen Geräuschabstand wenigstens voll auszunutzen [3]. Durch die Verstärkung wird aber auch der Gabelrückfluß (das ist die in der „verbotenen“ Richtung übergehende Energie) angehoben und somit der Geräuschabstand im Sendeweg verschlechtert (Abb. 2). Von CCIR wird für hochwertige Verbindungen ein Geräuschabstand von 33 dB

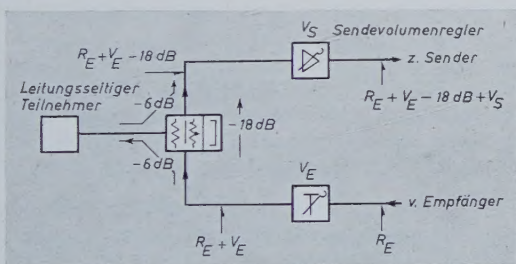


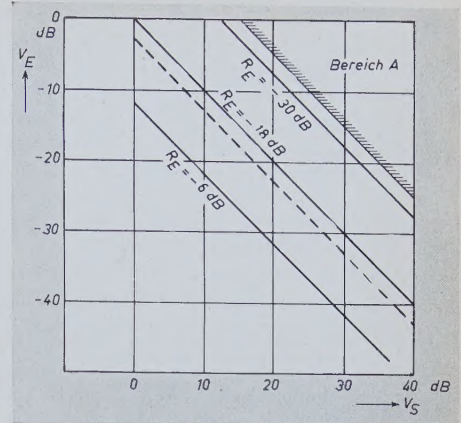
Abb. 2. Funkgabel ohne Sperre mit Sendevolumenregler. An den Hinweispfeilen sind die an diesen Stellen vorhandenen Geräuschpegel angetragen. Dabei ist vorausgesetzt, daß vom leitungsseitigen Teilnehmer kein Geräusch kommt. Der Nutzpegel am Sender und Empfänger ist 0 dB

verlangt. Wenn dieser Wert nicht unterschritten werden soll und man diesen Geräuschpegel gleichmäßig auf den von der Funkstrecke aufgenommenen Anteil und den vom Sender ausgestrahlten Gabelrückfluß verteilt, muß der Gabelrückfluß wegen der geometrischen Addition beider Anteile im Empfänger in einem Abstand von 36 dB liegen. Da der Geräuschabstand auf der Leitungsseite meist wesentlich besser als auf der Funkseite ist, wird das Geräusch von der Zweidrahtseite zur Vereinfachung vernachlässigt. Für die Dämpfung des Gabelübertragers wird ein mittlerer Wert von 18 dB angenommen. Man muß eine mit der Verstärkung des Sendevolumenreglers ( $V_S$ ) sich ändernde Dämpfung  $V_E$  in den Empfangsweg einschalten, um im Sendeweg den verlangten Geräuschabstand von 36 dB einzuhalten. Die folgende Gleichung (1) ist aus Abb. 2 abgeleitet.

$$R_E + V_E - 18 \text{ dB} + V_S = -36 \text{ dB} \quad (1)$$

$$V_E = -(V_S + R_E + 18 \text{ dB})$$

Abb. 3. Pegelverlauf einer Funkgabel ohne Sperre (Gleichung 1 und 2) und einer einfachen Rückkopplungssperre (Gleichung 2 und 5)



$R_E$  ist zahlenmäßig gleich dem Geräuschabstand am Ausgang des Empfängers und kleiner oder gleich 0 dB, da der Nutzpegel auf 0 dB eingeregelt ist.

Größere Nutzpegel als -6 dB soll der leitungsseitige Teilnehmer nicht erhalten, deshalb kommt für  $V_E$  noch eine weitere Bedingung hinzu.

$$V_E \leq 0 \text{ dB} \quad (2)$$

Aus (1) und (2) erhält man die Kurven von Abb. 3. Diese Funkgabel entspricht der Art 1-1 des eingangs genannten Bezeichnungssystems. Da sie keinen der beiden Wege unterbricht, sind der Verstärkung  $V_S$  des Sendevolumenreglers aus Stabilitätsgründen ziemlich enge Grenzen gesetzt, wenn an beiden Enden der Funkstrecke eine solche Funkgabel verwendet wird. Die Schleifenverstärkung  $V_{Ges}$  einer solchen Anordnung beträgt, unter den gleichen Voraussetzungen wie für (1),

$$V_{Ges} = 2 V_S + 2 V_E - 36 \text{ dB} \quad (3)$$

Für  $V_{Ges} = 0 \text{ dB}$  tritt Selbsterregung ein. Um die Rückkopplungsverzerrungen klein zu halten, muß man etwa 6 dB unter dieser Grenze, der sogenannten Pfeifpunktverstärkung, bleiben. Bei Zusammenschaltung zweier Funkgabeln dieser Art ergibt sich deshalb als weitere Grenze des Betriebsbereiches

$$V_E = 15 \text{ dB} - V_S \quad (4)$$

Im Bereich A der Abb. 3 kann eine derartige Funkgabel nur betrieben werden, wenn der funkseitige Teilnehmer vierdrähtig angeschlossen ist. Das wieder ausgesandte Echo liegt an der durch (4) gegebenen Bereichsgrenze 3 dB unter der gewünschten Aussteuerung durch den leitungsseitigen Teilnehmer. Im übrigen Arbeitsbereich für den Betrieb zweier Funkgabeln ist der Abstand größer.

### 4.2 Die Rückflußsperre

Das Wiederaussenden der Sprache aus dem Empfänger über den eigenen Sender infolge des Gabelrückflusses kann durch eine Rückflußsperre [4], die den Sendeweg unterbricht, verhindert werden, solange der funkseitige Teilnehmer spricht. An den Pegeln ändert sich dadurch nichts. Abb. 3 gilt also auch für eine Funkgabel mit Rückflußsperre.

Die Rückflußsperre darf auf das Geräusch aus dem Empfänger nicht ansprechen. Die Spannung zu ihrer Betätigung muß deshalb hinter einem Regler abgenommen werden, der einen konstanten Geräuschpegel herstellt (Abb. 4). Die Kippstufe unterbricht durch das Sperr-

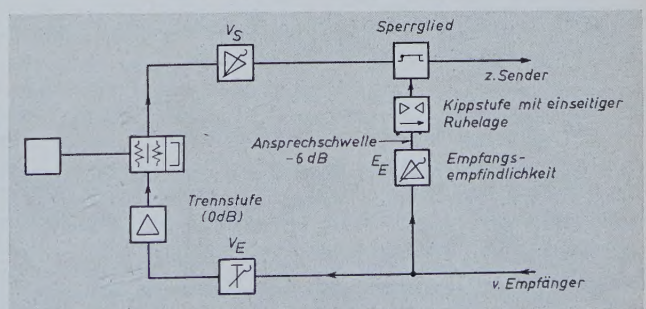


Abb. 4. Funkgabel mit Rückflußsperre

glied den Sendeweg, sobald an ihrem Eingang ein Pegel von  $-6$  dB überschritten wird. Die vorgeschaltete regelbare Verstärkerstufe verstärkt den Sprachpegel soweit, daß die Rückflußsperre von der Sprache betätigt wird, aber vom Geräusch unbeeinflusst bleibt. Unter „Empfangsempfindlichkeit“ versteht man hier die Verstärkung zwischen Empfängerausgang und Eingang der Kippstufe. Der Ausdruck ist nicht ganz exakt, er wurde der Einfachheit halber hier gewählt, da diese Verstärkung die Ansprechempfindlichkeit der Sperre aus dem Empfangsweg bestimmt. Mit der Rückflußsperre enthält die Funkgabel drei Regler, und zwar für  $V_S$ ,  $V_E$  und  $E_E$ . Diese Zahl kann auf zwei verringert werden, wenn man die Regler  $V_S$  und  $V_E$  gegenseitig kuppelt. Mit einem Umschalter, der mit  $E_E$  gekuppelt ist, wählt man jeweils dasjenige Regelglied für  $V_E$  aus, dessen Dämpfungsverlauf ( $V_E = f(V_S)$ ,  $E_E = \text{Parameter}$ ) dem vorhandenen Geräuschabstand angepaßt ist (Abb. 3). Die Verkopplung der Regler ist auch im Falle der einfachen Gabel ohne Rückflußsperre oft zweckmäßig, da man dadurch sicher vermeidet, in Instabilitätsbereiche zu kommen oder daß bei schlechtem Geräuschabstand am Empfänger ein zu hoher Geräuschpegel wieder ausgestrahlt wird. Bei automatischem Sendevolumenregler ( $V_S$ ) wird diese Verkopplung durch einen außerhalb des Betriebsfrequenzbereiches liegenden Pilotton hergestellt.

### 4.3 Die einfache Rückkopplungssperre

Wenn bei einer Vierdrahtleitung Selbsterregung unabhängig von den Pegeln verhindert werden soll, muß dafür gesorgt werden, daß bei jedem Betriebszustand nur ein Weg durchgeschaltet ist. Die nächstliegende Möglichkeit dafür ist, nach Abb. 5 im Ruhezustand den Empfangsweg durchzuschalten und den Sendeweg zu unterbrechen. Der Teilnehmer auf der Leitungsseite muß sich den Sendeweg aufsprechen; dabei wird der Empfangsweg unterbrochen. Das Auf-

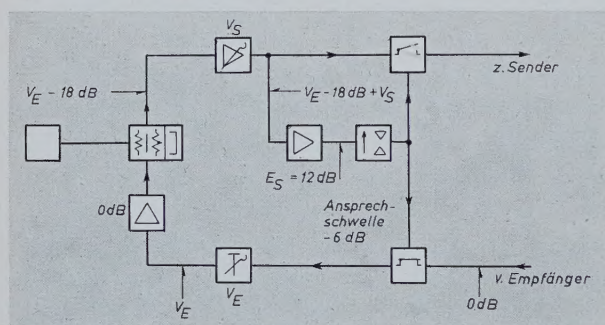


Abb. 5. Einfache Rückkopplungssperre. An den Hinweispfeilen sind die Pegel der aus dem Empfänger kommenden Sprache angetragen

sprechen erfolgt, sobald der Pegel am Ausgang zum Sender  $-18$  dB übersteigt. Der Verstärker vor der Kippstufe (Abb. 5) hat deshalb eine Verstärkung („Sendeempfindlichkeit“  $E_S$ ) von  $12$  dB.

Auch die Sprache aus dem Empfänger gelangt über den Gabelübertrager und den Sendevolumenregler an die Steuerung der Sperrglieder. Sobald sie dort einen Pegel von  $-18$  dB übersteigt, werden die Kippstufe und damit die Sperrglieder umgeschaltet, d. h., die Sprache unterbricht sich selbst. Dieser Vorgang, den man als „Flattern“ bezeichnet, wiederholt sich periodisch. Die Dämpfung  $V_E$  im Empfangsweg muß also immer so groß sein, daß der von der Sprache aus dem Empfänger am Ausgang zum Sender hervorgerufene Pegel  $-18$  dB nicht übersteigt. Als Sicherheit gegen Flattern werden  $3$  dB gewählt. Mit den übrigen, hier allgemein gemachten Voraussetzungen ergibt sich damit (siehe Abb. 3) für diese Funkgabel die Gleichung

$$\begin{aligned} -3 \text{ dB} &= V_E + V_S \\ V_E &= -(V_S + 3 \text{ dB}) \end{aligned} \quad (5)$$

Man sieht aus (5), daß  $V_E$  im Gegensatz zu den vorher genannten Funkgabeln nicht vom Geräuschabstand am Ausgang des Empfängers abhängt. Auch bei guten Geräuschabständen ist daher keine größere Verstärkung des Sendevolumenreglers möglich.

Diese einfache Art der Sperre hat auch praktische Bedeutung als Gerät zur sprachgesteuerten Trägerschaltung bei Funkverbindungen mit nur einer Frequenz für beide Sender.

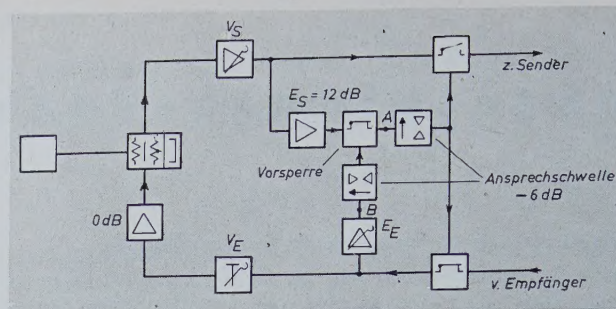


Abb. 6. Rückkopplungssperre mit Blockierung durch Vorsperre

### 4.4 Rückkopplungssperre mit Blockierung aus dem Empfangsweg

Das Flattern der einfachen Rückkopplungssperre durch Gabelrückfluß, das die große Dämpfung für  $V_E$  erzwingt, kann man vermeiden, wenn man die Ansprechempfindlichkeit der Rückkopplungssperre so lange erheblich vermindert, wie Sprache aus dem Empfänger kommt. Dann kann der Gabelrückfluß der Sprache aus dem Empfänger die Sperre nicht mehr in Senderichtung umschalten. Für diese Blockierung gibt es die beiden folgenden Verfahren.

#### 4.4.1 Blockierung durch Vorsperre

Abb. 6 zeigt das Schaltbild einer Rückkopplungssperre mit Blockierung aus dem Empfangsweg durch Vorsperre. Sobald der Pegel am Ausgang des Empfängers einen bestimmten, einstellbaren Wert überschreitet, unterbricht die Vorsperre den Ansprechkreis der Rückkopplungssperre, so daß der Gabelrückfluß der Sprache die Rückkopplungssperre nicht mehr betätigen kann. Die Ansprechempfindlichkeit der Vorsperre (Empfangsempfindlichkeit  $E_E$ ) wird so eingestellt, daß das Geräusch sie gerade noch nicht betätigt.

Bei dieser Art Funkgabel bestimmt der Gabelrückfluß des Geräusches aus dem Empfänger, der an die Kippstufe der Rückkopplungssperre gelangt, die Grenze der Betriebsfähigkeit bei schlechtem Geräuschabstand der Funkseite. Flattern kann infolge des Geräusches aus dem Empfänger auf dieselbe Weise auftreten, wie bei der einfachen Rückkopplungssperre ohne Blockierung durch die Sprache aus dem Empfänger. Bedingung für stabilen Betrieb ist, daß das Geräusch aus dem Empfangsweg, das über den Gabelübertrager und den Sendevolumenregler an Punkt A gelangt, höchstens gleich dem an Punkt B ist. Wenn man wieder eine Sicherheit von  $3$  dB annimmt, erhält man

$$\begin{aligned} V_E - 18 \text{ dB} + V_S + E_S + 3 \text{ dB} &= E_E \\ V_E &= -(V_S + E_S - 15 \text{ dB} - E_E) \end{aligned} \quad (6)$$

$E_E$  wird so eingestellt, daß sich der Geräuschpegel der Ansprechschwelle der Vorsperre sehr weit annähert. (Der Abstand ist hier zur Vereinfachung der Rechnung ohne Sicherheit zu Null angenommen.)

$$R_E + E_E = -6 \text{ dB}; E_E = -(R_E + 6 \text{ dB}) \quad (7)$$

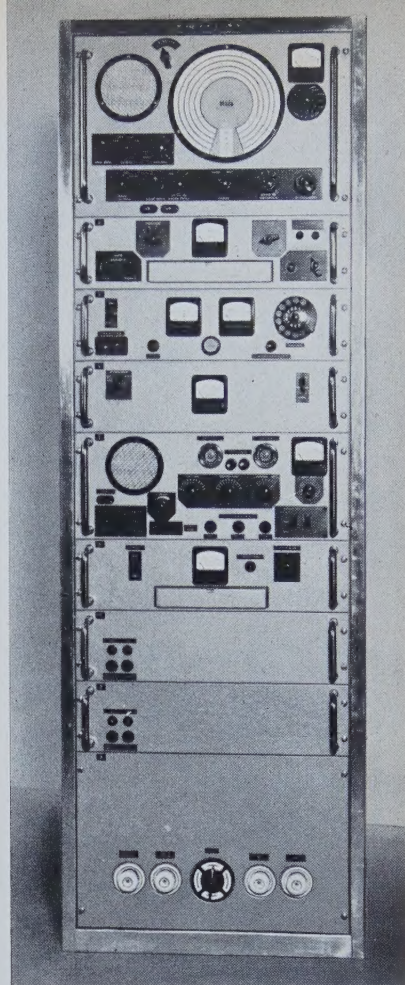
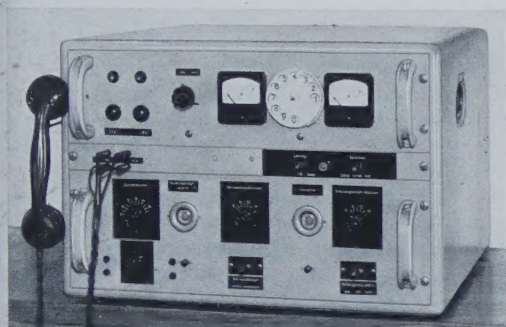
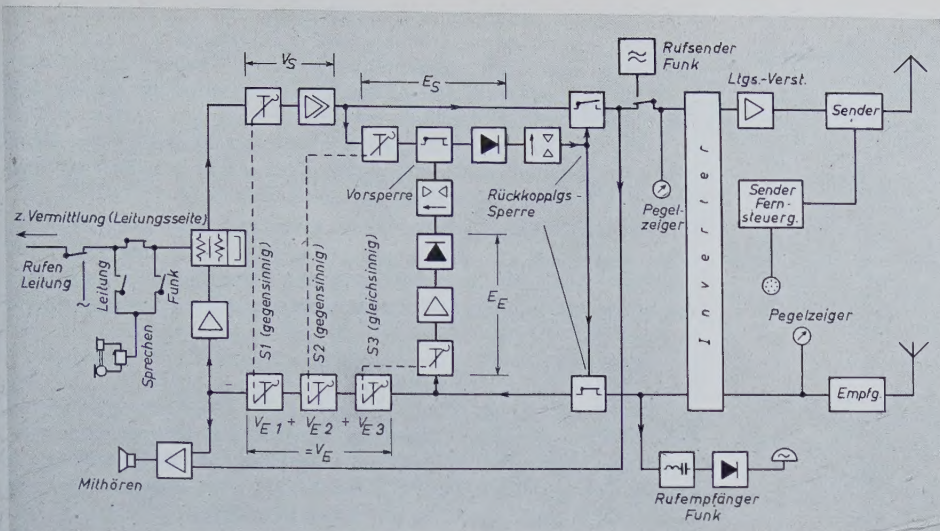
Zur weiteren Vereinfachung wird die Empfindlichkeit  $E_S$  zu  $12$  dB angenommen. Aus (6) und (7) wird dann

$$\begin{aligned} V_E &= -(V_S + 12 \text{ dB} - 15 \text{ dB} + R_E + 6 \text{ dB}) \\ V_E &= -(V_S + 3 \text{ dB} + R_E) \end{aligned} \quad (8)$$

Bei einer Funkgabel dieser Ausführung sind vier Regler, nämlich  $V_S$ ,  $V_E$ ,  $E_S$  und  $E_E$  zu betätigen. Dies ist im Betrieb so gut wie unmöglich. Man kann diese Zahl durch mechanische Kupplungen [5, 6] oder bei automatischem Sendevolumenregler durch einen Pilotton außerhalb des Sprachfrequenzbandes [7] auf drei verringern.

In Ruhelage ist bei dieser Sperre, die ebenso wie die vorher beschriebene einfache Rückkopplungssperre zum Typ 3-3 gehört, der Empfangsweg durchgeschaltet. Beim Sprechen des Teilnehmers auf der Leitungsseite schaltet sich der Sendeweg durch und der Empfangsweg wird unterbrochen. Beim Sprechen der Funkseite wird die Rückkopplungssperre durch die Vorsperre blockiert, der Leitungsteilnehmer kann sich nicht durchsprechen.

Abb. 7 zeigt als Beispiel das Blockbild einer Endeinrichtung zu einer KW-Funktelefonlinie, in der eine 3-3-Sperre mit Blockierung durch Vorsperre verwendet wird, Abb. 8 die Ansicht der Empfangsanlage mit dieser Endeinrichtung und Abb. 9 eine Ausführung einer ähnlichen Endeinrichtung für beweglichen Einsatz.



#### 4.42 Blockierung durch Geräuschspannungsvergleich

Den Betriebsbereich der Rückkopplungssperre mit Blockierung kann man noch erweitern, wenn man die Blockierung anstatt durch die Vorsperre dadurch erreicht, daß man der gleichgerichteten Geräuschspannung aus dem Sendezweig eine ebenso große, direkt aus dem Empfangszweig entnommene, entgegenschaltet (Abb. 10). Man stellt  $E_E$  so ein, daß an den Punkten  $A$  und  $B$  die Geräuschspannungen, die aus dem Empfänger kommen, gleich groß sind. Nach der Gleichrichtung werden sie gegeneinander geschaltet, so daß bei Gleichheit die Kippstufe keine Steuerspannung erhält und so in Ruhe bleibt (dadurch wird Flattern vermieden). Dieser Zustand kann bis zu beliebig großen  $V_s$  und beliebig kleinen Geräuschabständen am Empfänger beibehalten werden, wenn man nur  $E_E$  immer richtig einstellt.

$$E_E = V_E - 18 \text{ dB} + V_S + E_S$$

Sobald nun der Teilnehmer auf der Leitungsseite spricht, überwiegt die Spannung an Punkt *A*, weil hier Geräusch und Sprache, an *B* nur Geräusch steht. Die resultierende Gleichspannung bringt die Kipp-schaltung in Arbeitslage. Der Anteil der Sprache des Teilnehmers auf der Leitungsseite an der Gesamtspannung muß so groß sein, daß die resultierende Gleichspannung die Ansprechschwelle der Kippschaltung übersteigt. Damit ergibt sich wieder eine Grenze des Betriebsbereiches dieser Sperre, die ebenfalls zum Typ 3-3 gehört. Die An-

$$R_E \pm V_E - 18 \text{ dB} \pm V_S = 0 \text{ dB} \quad (9)$$

$$V_E = -(V_S + R_E - 18 \text{ dB})$$

$$V_E \leq 0 \text{ dB} \quad (2)$$

Bei dieser Sperre ist im Gegensatz zur vorherigen die Grenze des Betriebsbereiches nicht durch Flattern bestimmt (obwohl es auch eintreten kann, wenn  $E_E$  zu klein ist), sondern durch die Ansprechempfindlichkeit für den leitungsseitigen Teilnehmer.

#### 4.5 Die Differential-Rückkopplungssperre

Diese Rückkopplungssperre hat keine bestimmte Ruhelage. Sie schaltet jeweils die Richtung durch, aus der sie den größeren Pegel erhält. Wenn in keiner Richtung gesprochen wird, bleibt sie in der zuletzt eingenommenen Lage. Sie gehört also zum Typ 2-3. Gegenüber den vorher beschriebenen 3-3-Sperren hat die Differentialsperre eine wesentlich verringerte Schalthäufigkeit, da hier die Senderichtung nicht bei jedem Satz neu aufgesprochen werden muß. Die Umschaltung der Sperrglieder ist nur beim Wechsel der Gesprächsrichtung erforderlich. Die Gefahr der Verstümmelung von Anfangsilben des leuchtungsseitigen Teilnehmers ist dadurch stark verringert [8].

Abb. 11 zeigt das Blockbild einer solchen Differentialsperre. Der Vergleich der Spannungen im Sende- und Empfangsweg erfolgt ebenso wie bei der zuletzt beschriebenen 3-3-Sperre. Die Kippschaltung dagegen hat zwei Ruhelagen. Bei Verschwinden der Steuerspannung bleibt sie in der zuletzt eingenommenen Lage. Wenn die Empfangsrichtung durchgeschaltet ist, verhält sich die Differentialsperre genauso wie die 3-3-Sperre mit Blockierung durch Geräuschspannungsvergleich. Deshalb gelten (2) und (9) auch für die Differentialsperre.

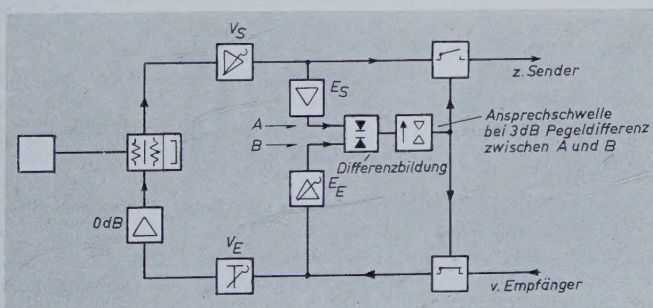


Abb. 10.  
Rückkopplungssperre mit Blockierung durch Geräuschspannungsvergleich

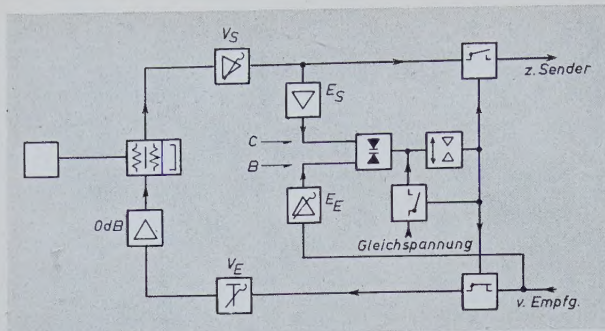


Abb. 11. Blockbild der Differential-Rückkopplungssperre

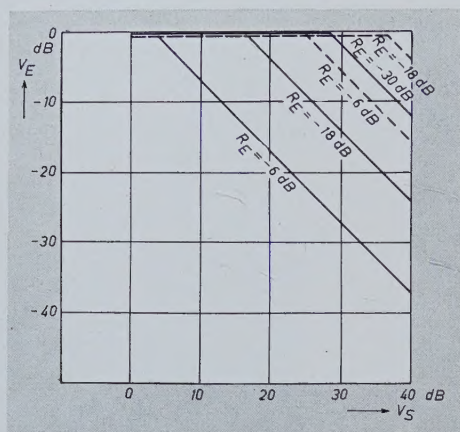


Abb. 12. Pegelverlauf einer Rückkopplungssperre mit Blockierung durch Vorsperre (Gleichung 1 und 8) — und einer Rückkopplungssperre mit Blockierung durch Geräuschspannungsvergleich oder einer Differential-Rückkopplungssperre (Gleichung 2 und 9) - - - -

Abweichend von den 3-3-Sperren kann man hier aber eine durch die Differentialsperre selbst geschaltete Gleichspannung an den Eingang der Kipperschaltung legen, die die gleichgerichtete Geräuschspannung aus der Empfangsrichtung kompensiert. Wenn nun das Geräusch an Punkt B wegen nicht ganz richtiger Einstellung von  $E_E$  so viel kleiner ist, daß die Sperre in Senderichtung umschaltet, wird durch die gleichzeitig angeschaltete Gleichspannung die gleichgerichtete Geräuschspannung aus dem Empfänger kompensiert. Diese Kompensation verhindert das Zurückschalten der Sperre infolge des Geräusches. Bei gleichen Verhältnissen würde die vorgenannte 3-3-Sperre flattern, die Differentialsperre dagegen schaltet lediglich in die Senderichtung um. Sobald der funktseitige Teilnehmer zu sprechen anfängt, übersteigt die Spannung aus dem Empfangsweg die vorher angeschaltete Gleichspannung, die Sperre geht auf Empfang. Die 2-3-Sperre geht also unter diesen Verhältnissen in eine 2-2-Sperre über. Wenn dagegen  $E_E$  gegenüber  $E_S$  zu groß ist, wird aus der Differentialsperre eine 3-3-Sperre. Mit  $E_S$  und  $E_E$  kann man auch die Pegeldifferenz einstellen, die notwendig ist, damit ein Sprecher dem anderen ins Wort fallen kann [9].

Es ist an dieser Stelle nachzutragen, daß abweichend von den hier gezeichneten Blockbildern die Sprachspannung für die Betätigung der Sperre in Senderichtung oft vor dem Sendevolumenregler am Ausgang des Gabelübertragers abgenommen wird. Da bei den hier angestellten Betrachtungen ein ideal ausgeglichener Sendevolumenregler  $V_S$  angenommen ist, ist dies ohne Einfluß auf die Betrachtungen. Bei Abnahme vor dem Sendevolumenregler muß  $E_S$  um  $V_S$  erhöht werden. Die praktisch ausgeführten Differentialsperren sind ohnehin meist anders aufgebaut. Das Blockbild (Abb. 11) ist als ein Ersatzbild zu betrachten; es bildet die Arbeitsweise der wirklichen Anordnungen nach, da bei diesen die einzelnen Funktionen wie Differenzbildung, Verstärkung, Einführung einer Vorspannung usw. nicht so klar getrennt werden können. Aus dem gleichen Grund wurde auch für alle Sperren die gleiche Kipperschaltung angenommen.

#### 4.6 Sperren mit Unterbrechung beider Wege im Ruhezustand

Wenn eine Sperre so gebaut ist, daß im Ruhezustand sowohl der Sende- wie auch der Empfangsweg unterbrochen ist (Typ 4-4), ent-

fällt der feste Zusammenhang zwischen  $V_E$  und  $V_S$ . Man kann also auch bei schlechten Geräuschabständen am Empfänger große Verstärkungen des Sendevolumenreglers zulassen. Diesem Vorteil steht aber der Nachteil großer Schalthäufigkeit gegenüber, da bei der 4-4-Sperre nicht nur der Sendeweg bei jedem Satz aufgesprochen werden muß wie bei der 3-3-Sperre, sondern auch der Empfangsweg. Beim Zusammenarbeiten zweier derartiger Funkgabeln müssen also zwei Sperren bei jedem Satzanfang durchgeschaltet werden.

Ein der 4-4-Sperre ähnlicher Betriebszustand wird auch erreicht, wenn eine 3-3-Sperre zusammen mit einem Geräuschminderer [8] verwendet wird — wie bei einigen amerikanischen Endeinrichtungen —, der im Ruhezustand bei bestimmter Einstellung eine große Dämpfung in den Empfangsweg legt.

#### 4.7 Sprachgesteuerte Trägerschaltung

Bei allen bisher beschriebenen Sperren waren Telefonieverbindungen mit verschiedenen Trägerfrequenzen für Hin- und Rückrichtung vorausgesetzt. Diese Betriebsart ist bei fast allen öffentlichen Netzen üblich. Für Linien geringerer Güte möchte man dagegen nur eine Frequenz für Hin- und Rückrichtung gemeinsam verwenden [10]. Der Träger der Sender darf dabei nur so lange eingeschaltet sein, wie der Teilnehmer spricht. Diese Ein- und Ausschaltung erfolgt am sichersten durch die Sprache der Teilnehmer. Dadurch entfallen auch etwaige Steuerleitungen zwischen Teilnehmer und Sender.

Für sprachgesteuerte Trägerschaltungen sind Sperren der Typen 3-3 und 4-4 verwendbar. An die Stelle des Sperrgliedes im niederfrequenten Sendeweg tritt ein HF-Schalter für den Träger des Senders. Man kann auch noch durch einen weiteren, parallel betätigten HF-Schalter die Antenne vom Empfänger auf den Sender schalten. Die Betriebsbereiche und die Pegelverhältnisse für solche Geräte sind dieselben, wie vorher für die entsprechenden Sperrentypen angegeben.

In Verbindung mit Sendern mit sprachgesteuerter Trägerschaltung werden oft auch Empfänger mit Trägersteuerung verwendet [11]. Man versteht darunter eine Einrichtung, die den Ausgang des Empfängers nur durchschaltet, wenn das Signal-Rausch-Verhältnis einen bestimmten Wert überschreitet. Eine Funkstation mit sprachgesteuerter Trägerschaltung im Sender und einem Empfänger mit Trägersteuerung verhält sich so wie eine solche mit Rückkopplungssperre des Typs 4-4.

#### 5. Weitere Fragen

In den obigen Abschnitten wurden die Sperrentypen hinsichtlich ihres Betriebsbereiches bei verschiedenen Geräuschabständen verglichen. Dies ist gewissermaßen eine statische Betrachtungsweise, da für das Nutzsignal immer Sinustöne konstanter Amplitude angenommen wurden. Diese statische Betrachtungsweise erlaubt eine grundsätzliche Analyse des Problems, keineswegs aber seine erschöpfende Behandlung. Dazu würde beispielsweise noch eine Betrachtung des dynamischen Verhaltens bei Sprache, des Zusammenwirkens mit automatischen Volumenreglern und Geheimhaltungsgeräten sowie anderer Fragen gehören.

#### Schrifttum

- [1] CCIR, Genf 1951, Empfehlung Nr. 44
- [2] CCIR, Genf 1951, Empfehlungen Nr. 75 bis 77
- [3] Wilken, J.: VDE-Fachber. (1954) Nr. 18
- [4] Schienemann, R., u. Schon, J.: Überleitungsgestelle für beweglichen UKW-FM-Sprechfunk. Telefunken-Z. (1954) Nr. 103, S. 31—40
- [5] Hawks, V. J.: The B4 Radio Control Terminal. Bell Lab. Rec. Bd. 27 (1949) S. 210
- [6] Reischl, D.: Interner Telefunken-Ber. 53/12
- [7] Smethurst, I. O.: The C2 Control Terminal for Radio Telephone Circuit. Bell Lab. Rec. Bd. 20 (1942) S. 204
- [8] Sachse, H.: Die niederfrequenten Endeinrichtungen für eine neue Funksprechverbindung mit Übersee. Telefunken-Mitt. (1941) S. 63 (dort weitere Schrifttumsstellen)
- [9] Rumpel, F.: Eine Differential-Rückkopplungssperre mit richtungsverschieden einstellbarer Ansprechempfindlichkeit. FTZ Bd. 6 (1953) Nr. 11, S. 540
- [10] Kronjäger, W.: Übersicht über den UKW-Hafen-, Küsten- und Wasserstraßenfunkdienst unter besonderer Berücksichtigung von Gegenwartsfragen. FUNK UND TON Bd. 7 (1953) Nr. 8, S. 420
- [11] Budd, J. B.: A Codan for AM-Receiver. Trans. IRE „Comm. Systems“ Jan. 1954, S. 45

# Der Nachteffekt bei der Funkpeilung

DK 621.396.663. "7"

Wenn man die Ausbreitungsrichtung einer im Empfangsgerät aufgenommenen Funkwelle und damit die Standortrichtung des ausstrahlenden Senders auf dem Wege der Eigenpeilung mit dem bekannten und bewährten Rahmenpeiler ermitteln will, so liefert dieses Verfahren im allgemeinen durchaus brauchbare Ergebnisse. Allerdings eben nur im allgemeinen und durchaus nicht immer und unter allen Voraussetzungen. Will man nämlich die Peilungen auch auf die Dämmerungs- und Nachtstunden ausdehnen, so wird man je nach Wellenbereich und Peilentfernung die überraschende Feststellung machen, daß der sonst so zuverlässige Rahmenpeiler ohne jede ersichtliche Ursache plötzlich unstetige Anzeigen liefert. Das auf dem üblichen akustischen Wege ermittelte Minimum trübt sich, es beginnt auszuwandern, und zeigt schließlich, sofern die Trübung überhaupt noch Ablesungen gestattet, Peilwinkel an, die mit dem tatsächlichen Wert keinen Zusammenhang mehr haben.

Nun wird diese kontinuierliche Änderung der Peilwerte den aufmerksamen Beobachter zwar darauf hinweisen, daß die Peilergebnisse nur mit Vorbehalt ausgewertet werden können. Aber was erfolgt, wenn eine schnelle Peilung erforderlich ist und diese innerhalb des unsicheren Zeitabschnittes zufällig zu einem Zeitpunkt scheinbarer Stetigkeit erfolgt? Die außerordentliche, mit einer solchen Peilung verbundene Gefahr liegt auf der Hand. Es fehlt daher nicht an Bemühungen, diese lästigen Peilstörungen, die etwas summarisch unter dem Begriff „Nachteffekt“ zusammengefaßt werden, auszuschalten und Peiler zu konstruieren, die „nachteffektfest“ sind.

Die theoretische Nachprüfung des Nachteffektes ergibt eindeutig, daß er auf Anomalien in der Wellenausbreitung zurückzuführen ist, die sich in den einzelnen Wellenbereichen und je nach dem verwendeten Peilsystem sehr unterschiedlich auswirken.

Die Technik der Rahmenpeilung, ganz gleich, ob es sich um einen Drehrahmen oder um einen Kreuzrahmen mit Goniometer handelt, beruht auf der Voraussetzung ungestörter, normaler Wellenausbreitung; d. h., der Poyntingsche Vektor, der die Richtung der Energiebewegung der ausgestrahlten elektromagnetischen Welle hat, verläuft parallel zum (als horizontale Ebene gedachten) Erdboden und der Vektor  $\mathcal{E}$  des elektrischen Feldes schwingt in einer Ebene senkrecht zum Erdboden. In diesem Falle wird nur in den vertikal orientierten Leiterelementen der Rahmenwindung, bei einem rechteckigen Rahmen also nur in den Vertikalseiten, eine Spannung induziert, und der Richteffekt kommt in bekannter Weise durch die Laufzeitdifferenz und damit den Phasenunterschied zwischen diesen beiden Spannungen zustande [1]. Diese Verhältnisse sind z. B. gegeben bei Langwellenpeilungen während der Tagesstunden, in etwas eingeschränktem Umfange auch bei Ultrakurzwellen und für ausgesprochene Nahpeilungen schließlich noch im Kurzwellenbereich.

Will man dagegen auf sehr große Entfernungen peilen, bei denen in erster Linie die Kurzwellen die nötigen Energiebeträge am Peilort liefert, oder Peilungen während der Dämmerungs- und Nachtzeiten durchführen, so macht sich in zunehmendem Maße der Einfluß der Raumwelle bemerkbar. Der Poyntingsche Vektor trifft dann unter einem Elevationswinkel  $\theta$  schräg auf die Peilantenne, unter Umständen hat sich auch der Vektor  $\mathcal{E}$  um einen Polarisationswinkel  $\psi$  aus der Vertikalebene herausgedreht, und die beiden Änderungen haben zur Folge, daß nun auch die horizontalen Teile der Rahmenwindung Energie aufnehmen. Die bekannten Gleichungen für die Rahmenpeilspannungen, auf deren Ableitung im einzelnen hier verzichtet wird, ändern sich dann wie folgt.

Bei ungestörter Ausbreitung ist die resultierende Peilspannung

$$U = 2 \cdot \mathcal{E} \cdot h \cdot \sin \left( \frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right) \quad (1)$$

wobei  $h$  die Länge der vertikalen und  $d$  die Länge der horizontalen Seite des Windungsrechtecks bedeutet.  $\varphi$  ist der Winkel, den die Rahmenebene zur Einfallrichtung der Welle einnimmt.

Für eine normal polarisierte Raumwelle tritt zusätzlich der Elevationswinkel  $\theta$  in Erscheinung und (1) ändert bzw. erweitert sich zu

$$U = 2 \cdot \mathcal{E} \cdot \cos \theta \cdot h \cdot \sin \left( \frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \cos \theta \right) \quad (2)$$

Im Falle einer anomal polarisierten Raumwelle wird der Ausdruck für  $U$  etwas kompliziert; nach entsprechenden Vereinfachungen ( $d \ll \lambda$ ) und Umrechnungen kann man schließlich schreiben

$$U \approx \frac{2 \pi \cdot d \cdot h}{\lambda} \mathcal{E} (\cos \psi \cos \varphi + \sin \psi \sin \varphi \sin \theta) \quad (3)$$

Diese drei Gleichungen liefern bei der Betrachtung der durch den Nachteffekt bewirkten Peilstörungen interessante Aufschlüsse. Bei einwandfreier Peilung muß sich ein Maximum der Peilspannung ergeben, wenn die Rahmenebene in der Ausbreitungsrichtung der Welle liegt, also für  $\varphi = 0$ , da dann die über die Rahmenwindung wandernde Wellenfront die beiden Vertikalseiten mit der größten Laufzeitdifferenz passiert.

Faßt man daraufhin in obigen Gleichungen  $U$  als Funktion von  $\varphi$  auf (wobei man auch für (1) und (2) die Annahme  $d \ll \lambda$  gelten lassen und damit vereinfachend an Stelle des Sinus das Argument setzen kann), so erhält man den Winkel  $\varphi$ , für den  $U = U_{\max}$  wird, durch

$$\frac{dU}{d\varphi} = 0; \text{ dies ergibt für (1) und (2) den erwarteten Wert } \varphi = 0.$$

Für (3) dagegen folgt

$$\begin{aligned} \frac{dU}{d\varphi} = 0 &= \cos \psi \sin \varphi - \sin \psi \sin \theta \cos \varphi \\ \cos \psi \sin \varphi &= \sin \psi \sin \theta \cos \varphi \\ \tan \varphi &= \sin \theta \tan \psi \end{aligned} \quad (4)$$

Die maximale Spannung erhält man also bei einem Wert  $\varphi \neq 0$ ; es ist ein Peilfehler vorhanden, der sich, falls die Winkel  $\theta$  und  $\psi$  bekannt sind, errechnen läßt.

Weitere Einblicke vermittelt diese mathematische Betrachtung zunächst nicht. Um ein genaueres Bild zu gewinnen, scheint es notwendig, die jeweiligen Peilergebnisse meßtechnisch zu erfassen und in ihrer zeitlichen Änderung laufend zu beobachten.

Die akustische Peilmethode, von der ausgegangen wurde, ist hierzu nicht geeignet, da sie, wie erwähnt, richtige und falsche Peilung nicht besonders anzeigt und außerdem rein subjektive Werte liefert. Es gilt daher, ein Verfahren zu wählen, das objektiv meßbare Anzeigen, d. h. also Sichtanzeigen, liefert.

Eine Möglichkeit hierzu bietet der Peilwinkeloszillograf [2], ein Meßgerät, das an den Empfänger der Peilanlage angeschlossen wird und die Peilcharakteristik auf dem Schirm einer Braunschen Röhre aufzeichnet. Die ideale Peilcharakteristik ist das Doppelkreisdigramm (Achtercharakteristik), das man erhält, wenn man den Drehrahmenpeiler oder die Goniometer-Suchspule eines Kreuzrahmenpeilers stetig um  $360^\circ$  dreht und die erhaltenen Spannungswerte (bei Einstellung auf einen bestimmten Sender) in Polarkoordinaten einträgt. Dieser Spannungsverlauf läßt sich auch aus den Gleichungen (1) und (2) ablesen. Beim Aufzeichnen dieser Charakteristik durch den Peilwinkeloszillografen müssen also Drehrahmen oder Suchspule gleichmäßig umlaufen, und es ergeben sich dann auf dem Schirmbild die entsprechenden Oszillogramme. In Abb. 1 sind drei charakteristische Bilder wiedergegeben. Abb. 1a stellt die ungestörte Form mit zwei scharf ausgeprägten Minima dar; in Abb. 1b ist diese Idealcharakteristik durch eine starke Trübung beeinträchtigt, die Minima sind gerade noch ablesbar bzw. also im praktischen Betrieb noch abhörbar; Abb. 1c schließlich zeigt ein zum Kreis oder zur Ellipse entartetes Diagramm, das keine Peilung mehr ermöglicht. Das automatische Aufzeichnen mit dem Peilwinkeloszillografen gestattet es ferner, den

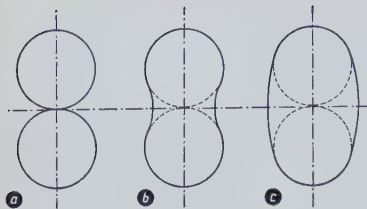


Abb. 1. Charakteristische Peilwinkeloszillogramme. a) ungestörtes Doppelkreisdigramm; b) noch brauchbare Peilung, das Doppelkreisdigramm ist durch starke Trübung beeinträchtigt; c) keine Peilung mehr möglich, das Diagramm ist zur Ellipse entartet

zeitlichen Verlauf der Peilung, also die allmähliche Änderung der durch die Minima gegebenen Normale beim Auftreten einer Peilstörung oder die Verformung der „Acht“ zu beobachten.

Erheblich einfacher und zum Teil noch aufschlußreicher ist es jedoch, die Beobachtung des Nachteffektes und der durch ihn bewirkten Peilstörungen an einer Peilanlage durchzuführen, die mit einem modernen Sichtpeiler ausgerüstet ist, die also an Stelle der akustischen Minimummethode mit einer optischen Maximummethode arbeitet. Hierbei ist allerdings der Vorbehalt zu machen, daß sich nicht jedes Sichtpeilersystem für diese spezielle Aufgabe eignet, denn schließlich ist ja die Registrierung von Peilstörungen nicht der eigentliche, vom Konstrukteur angestrebte Zweck eines Sichtpeilgerätes.

Für diese Zwecke kann man einen Zweikanal-Sichtpeiler nach dem System Watson-Watt in Verbindung mit einer Kreuzrahmenantenne verwenden. Bei diesem Gerät passieren die von den beiden Antennenebenen gelieferten Spannungen je einen besonderen Verstärkerkanal und gelangen dann als Steuerspannungen an die Ablenkplatten einer Braunschen Röhre (Abb. 2). Jeder Antennenebene ist also ein Plattenpaar fest zugeordnet. Auf diese Weise bleiben die in den Antennen-

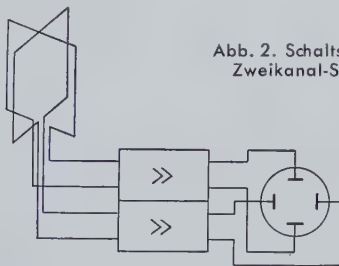


Abb. 2. Schaltschema eines Zweikanal-Sichtpeilers

spannungen enthaltenen Richtungskennwerte unverändert erhalten und wirken auf die Steuerung des Elektronenstrahles unmittelbar ein. Nur am Rande sei vermerkt, daß diese so einfach wirkende Peiler-Konstruktion praktisch gar nicht leicht zu verwirklichen ist. Die Ablenkplatten der Braunschen Röhre erfordern etwa 100 V Steuer-

spannung, für die Peilung aber sind Antennenspannungen von 1  $\mu$ V noch durchaus interessant. Der Verstärkungsfaktor beträgt also  $10^8$ , und diese enorme Verstärkung muß in beiden Kanälen absolut gleichartig verlaufen, da ja sonst das Ergebnis durch einen inneren Gerätefehler beeinträchtigt wird.

Die beiden an den Ablenkplatten wirkenden Spannungen ziehen nun den Elektronenstrahl auf dem Schirmbild zu einer Durchmesserlinie aus, deren Länge der Empfangsamplitude entspricht und die auf einer Skala den Peilwinkel unmittelbar anzeigt (Abb. 3 und 4).

Verwendet man einen fest aufgestellten Kreuzrahmen, dessen beide Ebenen Nord-Süd und Ost-West orientiert sind, und ordnet man z. B. das vertikale Ablenkplattenpaar der Nord-Süd-Normale zu, so folgt etwas vereinfacht aus Gleichung (1)

$$U_v = c \cdot U_{NS} \\ = c \cdot 2 \cdot \mathcal{E} \cdot h \frac{\pi d}{\lambda} \cos \alpha$$

wobei  $c$  = Verstärkerfaktor und  $\alpha$  = Azimutwinkel, d. h. der Winkel zwischen N-S-Normale und Sender-Ausbreitungsrichtung ist. Für das horizontale Plattenpaar folgt entsprechend

$$U_h = c \cdot U_{OW} \\ = c \cdot 2 \cdot \mathcal{E} \cdot h \frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha$$

und für den Peilwinkel  $p$

$$\tan p = \frac{U_h}{U_v} = \frac{c \cdot 2 \cdot \mathcal{E} \cdot h \frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha}{c \cdot 2 \cdot \mathcal{E} \cdot h \frac{\pi d}{\lambda} \cos \alpha} \\ \tan p = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} = \tan \alpha \\ p = \alpha$$

Der auf dem Bildschirm angezeigte Peilwinkel entspricht also dem Azimutwinkel.

Bei Einsetzen des Nachteffektes wird die Strichanzeige unstetig und wandert aus, wie es ja auch auf Grund der Beobachtungen am Goniometer zu erwarten war. Gleichzeitig zeigt sich jedoch auf dem Schirmbild eine Eigentümlichkeit, für die die Goniometer-Erfahrungen keinen Anhalt bieten: In vielen Fällen wird man nämlich feststellen, daß gleichzeitig mit dem Eintreten der Anzeigeauswanderung der Schirmbildstrich sich zu einer Ellipse verformt, deren Achsverhältnis (Aufspaltung) von kleinsten Werten bis zur annähernden Kreisform wechselt. Die Abb. 5, 6 und 7 zeigen derartige schnell wechselnde Ellipsenformen. Die Elliptizität deutet an, daß am Peilort zwei Wellen gleicher Frequenz, also kohärente Strahlen des angepeilten Senders, einwirken. Leider wird dieser an sich einwandfreie Beweis einer durch Nachteffekt bewirkten Peilstörung dadurch etwas unsicher, daß die Ellipse umgekehrt wieder zu einer Strichanzeige „entarten“ kann, die den Eindruck einer einwandfreien Tagespeilung erweckt, aber infolge ihrer besonderen Entstehungsart einen falschen Peilwinkel liefert.

Die Doppelwelligkeit kann auch durch andere Ursachen zustande kommen, z. B. dadurch, daß ein Peilstrahl auf einen Rückstrahler in der Nähe des Peilers trifft und dort durch Reflexion eine zweite Welle gleicher Frequenz aber unterschiedlicher Phase erzeugt [3]. Dies kann insbesondere beim Ultrakurzwellenempfang, bei dem man ge-

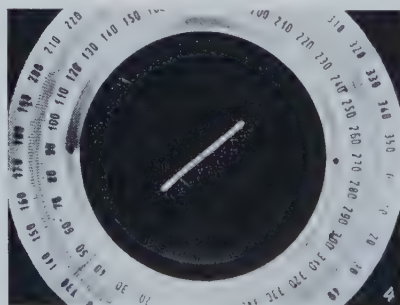
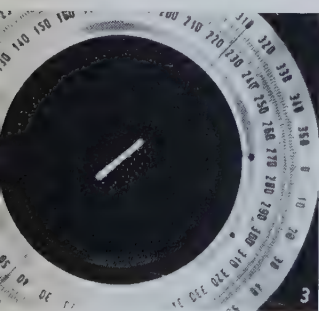


Abb. 3. Schirmbild eines Zweikanal-Sichtpeilers

Abb. 4. Dieselbe Peilung wie bei Abb. 3, jedoch bei größerer Feldstärke

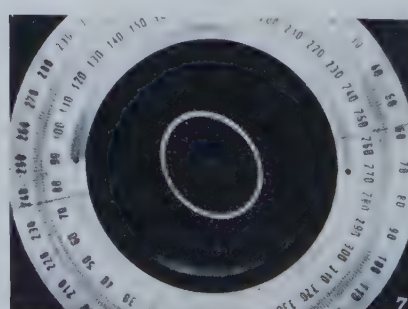
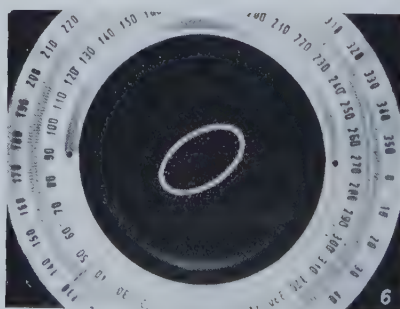
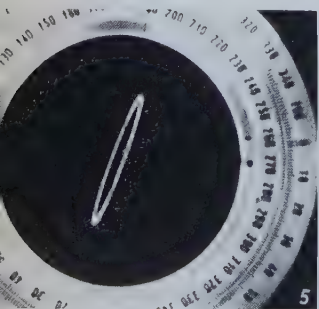


Abb. 5 bis 7. Schirmbilder bei Peilstörungen durch Doppelempfang

wohnheitsmäßig nur mit geradlinigem Direkt-empfang der Senderwelle rechnet, leicht ein-treten. Da hier nur die Störungen durch den Nachteffekt betrachtet werden sollen, sei auf diesen Sonderfall nicht weiter eingegangen.

Das Beispiel der Peilstörung durch Rück-strahler ist jedoch insofern interessant, als es zeigt, daß eine bestimmte Erscheinungsform einer Peilstörung keineswegs immer eine bestimmte Erscheinungsform des Nachteffektes anzuzeigen braucht. Außer den verschiedenen Ausbreitungsformen spielt das verwendete Antennensystem und schließlich auch die Konstruktion des Peilgerätes eine Rolle. Die Zielsetzung, die beobachteten Peilstörungen bestimmten Ursachen zuzuordnen, setzt also die Einordnung in eine Art Systematik voraus. Im folgenden ist der Versuch einer systemati-schen Ordnung in Form einer Tabelle gemacht, wobei in einer vertikalen Kolonne die denk-baren Möglichkeiten des Einfach- und Mehr-fachempfangs aufgeführt sind, während eine horizontale Kolonne zwei mögliche Kombi-nationen von Antennensystem und Sichtpeil-gerät angibt. In den sich daraus ergebenden Feldern sind dann die beobachteten bzw. vermuteten Schirmbilderformen eingetragen. Natürlich erhebt die Tabelle keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Z. B. ließe sich die hori-zontale Spalte ergänzen durch die Erwäh-nung weiterer Sichtpeilsysteme, wie Ein-kanalpeiler, Umtastpeiler usw., die auf die in der Vertikalkolonne vermerkten Ausbrei-tungsarten anders reagieren und demgemäß andere Schirmbilder zeigen. Auch beruht ein Teil der eingetragenen Schirmbildformen auf Vermutungen bzw. bedarf noch einer Erhärtung durch weitere Versuchsreihen. Schließlich ist die Zuordnung von Anzeige zu Er-scheinungsform etwas problematisch; sie müßte gegebenenfalls durch einwandfreie meßtechnische Nachbildung kontrolliert und durch Parallelaufnahmen mit verschiedensten Empfangsanordnungen näher eingegrenzt werden.

In der Tabelle sind unter Position 1 bis 4 in der Vertikalspalte „Aus-breitung“ zunächst die möglichen Arten des Empfanges nur einer Senderwelle aufgeführt. Pos. 1 bis 3 wurden bereits diskutiert und durch die Gleichungen (1, 2, 3) näher präzisiert. Pos. 4 behandelt eine Raumwelle, die durch die Reflexion (die atmosphärische Reflexions-schicht ist ja keineswegs eine glatte Spiegelebene, sondern nach neuerer Betrachtungsweise ein inhomogenes und zerklüftetes Gebilde) aus der geradlinigen Ausbreitungsrichtung, dem Großkreis, ausgebrochen ist und unter einem abweichenden Azimutwinkel einfällt. Die Pos. 5 bis 7 sollen den Empfang der Bodenwelle und gleichzeitig einer Raumwelle des Senders kennzeichnen.

In der zweiten Vertikalspalte der Tabelle ist für eine Peilanlage, die aus Kreuzrahmen und Doppelkanal-Sichtpeiler besteht, das zu er-wartende Schirmbild für die jeweiligen Ausbreitungsfälle angegeben. Auf die dritte Vertikalspalte der Tabelle und die weiteren Positionen soll später eingegangen werden.

Aus der Tabelle ist ersichtlich, daß mit dem Kreuzrahmen-Peiler ab Pos. 3 Fehlpeilungen anzutreffen sind; es ergibt sich die Frage, ob sich die zunächst erkennbaren Fehlerursachen dadurch ausschalten lassen, daß man ein Antennensystem verwendet, das die anomal polarisierten Komponenten des elektrischen Feldes nicht auswertet. Hier gibt es zwei grundsätzliche Lösungen: Das Antennensystem wird so kon-struiert, daß die Horizontalaufnahmen sich entweder gegenseitig kompensieren oder daß sie überhaupt unterdrückt werden.

Eine vielversprechende Lösung bietet sich mit dem Doppelrahmen-peiler an. Zwei Rahmenantennen sind in koaxialer Anordnung in be-stimmtem Abstand auf einem gemeinsamen Drehgestell montiert. Die Richtcharakteristik jedes Rahmens ist im allgemeinsten Fall wieder durch die Gleichung (3) gegeben. Die Rahmenspannungen er-geben bei vektorieller Addition eine Richtcharakteristik mit 2 aus-geprägten Minima und 2 unbrauchbaren Nebenminima, die durch

**Tabelle der Peilanzeigen**

Pos.	Ausbreitung	Kreuzrahmen / Doppelkanal-Sichtpeiler	Adcock / Doppelkanal-Sichtpeiler
1	Ungestörte Bodenwelle	richtige Strichanzeige	richtige Strichanzeige
2	Normal polarisierte Raumwelle	richtige Strichanzeige	richtige Strichanzeige
3	Anomal polarisierte Raumwelle	falsche Strichanzeige	richtige Strichanzeige
4	Raumwelle, die aus Großkreis aus-gebrochen ist	falsche Strichanzeige	falsche Strichanzeige
5	Bodenwelle und normal polarisierte Raumwelle	richtige Strichanzeige	richtige Strichanzeige
6	Bodenwelle und anomal polarisierte Raumwelle	Ellipse	richtige Strichanzeige
7	Bodenwelle und Raumwelle, normal oder anomal polarisiert, jedoch aus Großkreis ausgebrochen	Ellipse	Ellipse
8	2 frequenzbenachbarte Bodenwellen (mit unterschiedl. Azimutwinkeln)	Parallelogramm	Parallelogramm
9	Bodenwelle und frequenzbenach-barte, normal polarisierte Raum-welle (mit unterschiedlichen Azi-mutwinkeln)	Parallelogramm	Parallelogramm
10	Bodenwelle und frequenzbenach-barte, anomal polarisierte Raum-welle (mit unterschiedlichen Azi-mutwinkeln)	Parallelogramm, aus dem nur noch die Richtung der Bodenwelle ermittelt wer-den kann	Parallelogramm
11	Bodenwelle und frequenzbenach-barte Raumwelle, die aus Groß-kreis ausgebrochen ist	Parallelogramm, aus dem nur noch die Richtung der Bodenwelle ermittelt wer-den kann	Parallelogramm, aus dem nur noch die Richtung der Bo-denwelle ermittelt werden kann
12	2 kohärente Raumwellen, normal polarisiert	richtige Strichanzeige	richtige Strichanzeige
13	2 kohärente Raumwellen, anomal polarisiert	Ellipse	richtige Strichanzeige
14	2 kohärente Raumwellen, die um verschiedene Winkelbeträge aus dem Großkreis ausgebrochen sind	Ellipse	Ellipse

Umpolen der Rahmenspannungen leicht erkennbar sind. Die Doppel-rahmenanordnung braucht wenig Raum, ist verhältnismäßig an-spruchslos bezüglich der elektrischen Eigenschaften der Umgebung, stellt aber andererseits so außerordentliche Anforderungen an die elektrische Symmetrie der mechanischen Ausführung — bei einem Rahmendurchmesser von 1 m sind Unterschiede von 1—2 mm zwis-schen beiden Rahmen bereits entscheidend für die Brauchbarkeit der Anlage —, daß der Doppelrahmenpeiler bis heute trotz der erhofften guten Peileigenschaften praktisch noch wenig Eingang in die Peil-technik gefunden hat.

Es bleiben daher die als Adcock-Antennen bekannten Anordnungen. Der H-Adcock verwendet 4 oder mehr (bis zu 8) Vertikal-Dipole, die paarweise so zusammengefaßt sind, daß die in den Horizontalverbin-dungen aufgenommenen Spannungen sich kompensieren.

Der U-Adcock versucht durch abgeschirmte, unterirdische Kabel-leitungen die Horizontalaufnahme auszuschalten. Auf die Einzel-heiten der Konstruktion und die verschiedenen Variationsmöglich-keiten dieser beiden Adcocksysteme (freitragende oder abgespannte Masten, koaxiale oder symmetrische Kabel, Anpassung mit oder ohne Übertrager, glatte oder elektrisch unterteilte Masten) sei hier nicht näher eingegangen.

Verwendet man für eine solche Untersuchung diese Antennensysteme in Verbindung mit dem Doppelkanal-Sichtpeiler, so ergeben sich, wie zu erwarten, auch für die beim Kreuzrahmen bereits gestörten Peilun-gen noch brauchbare Strichanzeigen, vgl. dritte Vertikalspalte der Tabelle, Pos. 3 u. 6. Überraschenderweise stellt sich jedoch gelegent-lich wieder eine elliptische Form der Anzeige ein. Da hierfür andere Ursachen als beim Kreuzrahmen maßgebend sein müssen, sei auf diese elliptische Anzeige etwas näher eingegangen.

Bei Verwendung der Kreuzrahmenantennen stellt man eine elliptische Anzeige erstmalig bei dem unter Pos. 6 vermerkten Ausbreitungsfall fest. Bei dieser Position handelt es sich um den Doppelpfang eines Senders mittels Bodenwelle und anomal polarisierter Raumwelle. Beide Wellen fallen mit gleichen Azimutwinkeln ein. Es sei jedoch daran erinnert, daß der Kreuzrahmenpeiler für eine anomal polari-sierte Raumwelle eine falsche Strichpeilung liefert, vgl. Pos. 3; d. h. also, es besteht zwischen der Bodenwelle und der Raumwellenanzeige eine scheinbare Azimutwinkeldifferenz. Hieraus resultiert dann die Ellipse.

Im Gegensatz dazu liefert der Adcockpeiler für beide Wellen eine richtige Strichanzeige, vgl. Ausbreitungsfall Pos. 3. Die elliptische Anzeige beim Adcockpeiler muß also auf einer echten (und nicht auf einer scheinbaren wie beim Kreuzrahmenpeiler) Azimutwinkeldifferenz beruhen. Die beiden Wellen ergeben daher ein Interferenzfeld, das wieder zur Bildung einer Ellipse führt. Der gleiche Effekt wird sich natürlich einstellen, wenn 2 Wellen gleicher Frequenz, die von verschiedenen Sendern stammen (Gleichwellensender), am Peilort mit unterschiedlichen Azimutwinkeln eintreffen; da dies jedoch nicht unter das Kapitel „Nachteffekt“ fällt, sei nur kurz darauf hingewiesen.

Es ergibt sich die Frage, ob diese elliptische Adcock-Anzeige nicht doch noch peiltechnisch zu verwerten ist, etwa indem man die „resultierende“ Peilrichtung, durch die große Achse der Ellipse symbolisiert, als annähernd richtige Peilung ansieht, zumal die Abweichungen vom Großkreis erfahrungsgemäß nur wenige Grade zu betragen pflegen [5]. Untersuchungen von Pietzner [4] haben jedoch eindeutig ergeben, daß dies nicht der Fall ist. Lage und Aufspaltung der Ellipse sind bedingt durch die Differenz der beiden Azimutwinkel und durch die Phasendifferenz. Da gleiche Differenzbeträge durch die verschiedensten Absolutwerte zustande kommen können, heißt das eben, daß gleiche Interferenzfelder sich aus den unterschiedlichsten Ausbreitungsverhältnissen herleiten lassen. Dies gilt sinngemäß auch für den Kreuzrahmenpeiler.

Es gibt noch eine weitere grundsätzliche Möglichkeit des gleichzeitigen Empfanges zweier Wellen: Trifft am Peilort eine zweite (Stör-) Welle ein, die dicht neben der eigentlichen Peilfrequenz liegt, so muß, je nach Frequenzabstand in bezug auf die Durchlaßbreite des Peilempfängers, eine Auswirkung auf das Schirmbild stattfinden. Es entsteht in diesem Falle eine Verbreiterung oder Auslenkung der eigent-

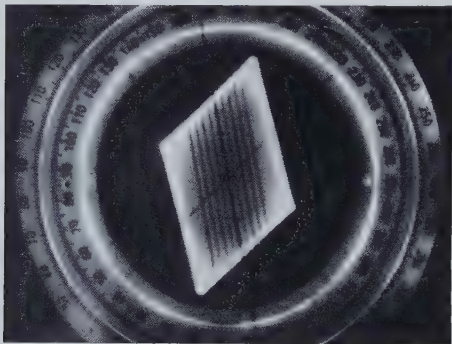


Abb. 8. Parallelogramm-Anzeige beim Empfang zweier frequenzbenachbarter Sender, die innerhalb der Durchlaßbreite des Zweikanal-Sichtpeilers liegen

lichen Nutz-Strichanzeige durch die Störanzeige, so daß als Ergebnis ein Parallelogramm auf dem Bildschirm erscheint (Abb. 8). Durch die Seitenhalbierenden lassen sich aus diesem Parallelogramm die beiden Azimutwinkel ermitteln. Das Parallelogramm erweitert sich zu einer prismatischen Figur, wenn drei frequenzbenachbarte Sender (immer noch innerhalb der Durchlaßbreite des Empfängers) eintreffen, ein peiltechnisch sehr seltener Fall, der in der interessanten Abb. 9 festgehalten werden konnte. Sogar hierbei ist eine Trennung der drei Sender nach ihren Azimutwinkeln noch möglich (es sei daran erinnert, daß hier die speziellen Eigenschaften des Watson-Watt-Zweikanalpeilers zugrunde gelegt wurden).

Da es sich bei diesen Schirmbildfiguren nicht um Nachteffektstörungen handelt, zeigt sich das Parallelogramm unabhängig vom Vorhandensein einer Kreuzrahmen- oder Adcockantenne. Nun ist es natürlich denkbar und möglich, daß der eine der beiden empfangenen Sender nachteffekt-gestört ist. Dies muß sich dann irgendwie in der Schirmbildfigur auswirken, wobei sich die Merkmale des Antennensystems zeigen müßten. In den Pos. 10 und 11 der Tabelle sind Vermutungen über die zu erwartenden Schirmbildfiguren angeführt.

Die Positionen der Tabelle geben sozusagen die grundsätzlichen Möglichkeiten einer Peilstörung durch frequenzbenachbarte Sender. Weitere Kombinationen sind, unbeschadet ihrer tatsächlichen Bedeutung für die Peilpraxis, rein theoretisch denkbar, z. B. die Störung eines

Senders, der mit Kreuzrahmen ein elliptisches Schirmbild ergibt, vgl. Pos. 6 und 7, durch einen frequenzbenachbarten Sender. Ist in diesem Falle eine Verbreiterung der Ellipse, ähnlich der Verbreiterung der Strichanzeige zum Parallelogramm, zu erwarten? Und wie wird die Anzeige aussehen, wenn gegebenenfalls auch der Störsender nachteffekt-gestört ist, also ebenfalls für sich allein ein elliptisches Bild liefern würde? In diesen und ähnlichen extremen Peilfällen werden ausgedehnte Meßreihen, möglichst gleichzeitig mit verschiedenen Peilantennensystemen durchgeführt, die theoretische Überlegungen ergänzen müssen. Die Tabelle soll, wie erwähnt, hierzu einen Vorschlag darstellen.

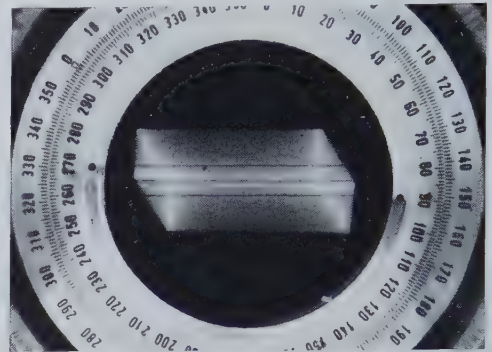


Abb. 9. Prismatische Schirmbildfigur beim gleichzeitigen Empfang dreier frequenzbenachbarter Sender, ein peiltechnisch sehr seltener Fall

effekt-gestört ist, also ebenfalls für sich allein ein elliptisches Bild liefern würde? In diesen und ähnlichen extremen Peilfällen werden ausgedehnte Meßreihen, möglichst gleichzeitig mit verschiedenen Peilantennensystemen durchgeführt, die theoretische Überlegungen ergänzen müssen. Die Tabelle soll, wie erwähnt, hierzu einen Vorschlag darstellen.

#### Schrifttum

- [1] ● Gabler, H.: Funkpeiler, Grundlagen und Anwendungen. Hamburg 1951. Deutsches Hydrografisches Institut
- [2] Wächter, M.: Zur Standortbestimmung von Kurzwellensendern. FTZ Bd. 1 (1948) Nr. 8, S. 219—221
- [3] Ziehm, G.: Klärung der Peil-Erschwerung bei Kurz- und Grenzwellen an Bord von Schiffen. Frequenz Bd. 9 (1955) Nr. 9, S. 310
- [4] Pietzner, J.: Untersuchung des Interferenzfeldes elektromagnetischer Wellen mit dem Sichtfunkpeiler. FTZ Bd. 7 (1954) Nr. 2, S. 80—84
- [5] Kronjäger, W., und Vogt, K.: Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen. NTZ Bd. 8 (1955) Nr. 10, S. 537—540

## FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK

brachte in den Juniheften u. a. folgende Beiträge:

### 1. Juniheft 1956 (Nr. 11)

Neue Empfängerröhren für Rundfunk und Fernsehen

Zeit- und Frequenzmessung gestern und heute

Die Eigenschaften neuer Selen-Fotoelemente

Spezial-Empfänger für den KW-Amateur

Technische Notizen von der Deutschen Industrie-Messe Hannover

EC 93 — eine Oszillatortriode für die Fernsehbänder IV und V

Die Pentoden-Endstufe mit Gegenkopplung

### 2. Juniheft 1956 (Nr. 12)

Steuerung von automatischen Laufzielbremsen durch HF-Geschwindigkeitsmeßanlagen

Die Anwendung der gedruckten Schaltung

Messung von Röhrenbetriebswerten bei der Horizontal-Ablenkung

Einfache Berechnung der Gleichlaufkreise im Super

Symmetrische Meßleitung für den Frequenzbereich von 20 bis 120 MHz

HIFI-Verstärker »FDS 10«

Ein 8-Röhren-10-Kreis-Doppelsuper für den Export

Regelungs- und Steuerungstechnik

Von Sendern und Frequenzen • Kurznachrichten • Zeitschriftendienst

Beilagen: Bausteine der Elektronik • Röhren • Amerikanische Abkürzungen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

## Nukleonik

**DK 621.385.38**  
*Law, F.*: Thyatron Inverter Uses Controlled Firing Time. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 164—167, 3 Abb.

**DK 539.155.2.06:621.3.07**

*Lafay, F.*: Les contrôleurs radiologiques apportent à l'industrie la qualité par la sécurité. *Electronique ind.* (1956) Nr. 6, S. 197—201, 9 Abb.

**DK 621.039.421.001.5:621.385**

*Orr, L., Kerr, W., u. Gomborg, H. J.*: A Nuclear Reactor Simulator for Teaching Purposes. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 4, S. 364—367, 4 Abb.

## Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

**DK 621.55**

*Matuschka, H.*: Gesichtspunkte zur Planung wärmetechnischer Regelanlagen. *Regelungstechn. Bd. 4* (1956) Nr. 1, S. 18—23, 15 Abb.

**DK 621-52**

*Debrayn, H. P.*: Servomechanismen en Automatische Controle. *Techn.-Wetensch. Tijdschr. Bd. 25* (1956) Nr. 2, S. 54—58, 8 Abb.

**DK 621.755-52**

*Van den Bossche, R.*: De Automatisatie der Fabrieksmiddelen. *Techn.-Wetensch. Tijdschr. Bd. 25* (1956) Nr. 2, S. 47—54, 4 Abb.

**DK 621.825-523**

*Gaureau, V., u. Miane, M.*: Régulateurs automatiques à embrayages. *Electronique ind.* (1956) Nr. 6, S. 194—196, 2 Abb.

**DK 621-528.8:621.9**

*Findlay, D. A.*: Electronic Controls for Machine Tools. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 122—129, 10 Abb., 3 Tab.

**DK 621.383.4:621-52**

*Le Chevallier, M., u. Lelen, M.*: Un régulateur de débit à cellules photorésistantes. *Electronique ind.* (1956) Nr. 6, S. 191—194, 5 Abb.

**DK 621.3.083.7 + 621.398:621.3.025.3**

*Müller, M.*: Fernmeß- und Fernwirkanlagen mit Synchros (Drehfeldsystemen). *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 2, S. 37—45, 21 Abb., 1 Tab.

**DK 621.316-726**

*Colas, M.*: Le stabilidyne. *Onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 347, S. 83—93, 13 Abb.

**DK 621.316.71.72:621.314.24:**

*Montgomery, J. P.*: A Comparison of Rotating, Electronic, and Magnetic Amplifier Regulators. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 4, S. 359—363, 4 Abb., 1 Tab.

**DK 621.375.3**

*Suozzi, J. J.*: Magnetic-Amplifier Two-Speed Servo System. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 140—143, 8 Abb., 6 Tab.

**DK 621-523.8:681.124.23**

*Nettel, D. F.*: Digital Methods in Control Systems. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 108—114, 11 Abb.

**DK 621.375.2 + 621.375.3:621.34.07**

*Guthinger, W.*: Die Anwendung elektronischer und magnetischer Verstärker für die Steuerung von Antrieben. *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 2, S. 45—49, 8 Abb.

**DK 621-523**

*Van den Bossche, R.*: De Strekking van de huidige Techniek: Automatisatie. *Techn.-Wetensch. Tijdschr. Bd. 25* (1956) Nr. 2, S. 44—47

**DK 66.071:533.17.08:621.3.079**

*Le Chevallier, M.*: Un régulateur de débits gazeux. *Electronique ind.* (1956) Nr. 7, S. 26—28, 4 Abb.

**DK 621.316.7:621.9**

*Müller, R.*: Zentralisierte, elektrische Werkzeugmaschinen-Steuerung. *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 1, S. 7—10, 6 Abb.

**DK 621.391**

*Leifer, M., u. Blackman, N.*: Communication Theory in Digital Systems. *Control Engng.* (Jan. 1956) S. 6

**DK 621-55**

*Matuschka, H.*: Gesichtspunkte zur Planung wärmetechnischer Regelanlagen. *Regelungstechn. Bd. 4* (1956) Nr. 1, S. 18—23, 15 Abb.

**DK 621.316.7**

*Obradovic, I.*: Elektronisches Analogie-Gerät zur Untersuchung von Regelkreisen. *Regelungstechn. Bd. 4* (1956) Nr. 2, S. 36—40, 11 Abb.

**DK 621.316.722.1**

*Stabilizing Voltage Regulators. Tele-Techn. Bd. 15* (1956) Nr. 2, S. 66 u. 100, 2 Abb.

**DK 681.142**

*Cameron, T. C.*: Four Steps to Practical Machine Control Design. *Control Engng.* (Jan. 1956) S. 7

## Akustik

**DK 534.44**

*Flanagan, J. L.*: Evaluation of Two-Formant-Extracting Devices. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 118—125, 3 Abb., 3 Tab.

**DK 534.44**

*Flanagan, J. L.*: Automatic Extraction of Formant Frequencies from Continuous Speech. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 110—118, 6 Abb.

**DK 534.843.3:534.845.2**

*Lane, R. N.*: Absorption Characteristics of Upholstered Theater Chairs and Carpet as Measured in Two Auditoriums. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 101 bis 105, 11 Abb., 3 Tab.

**DK 534.4:534.86:78**

*Vermeulen, R.*: Vergleich zwischen wieder-gegebener und echter Musik. *Philips Kinetik* (1956) Nr. 16, S. 8—10, 3 Abb.

## Halbleiter und Anwendungen

**DK 621.314.7.002.2**

*Pankove, J. I.*: Transistor Fabrication by the Melt-Quench Process. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 185—188, 5 Abb., 1 Tab.

**DK 621.314.7**

*Tannenbaum, M., u. Thomas, D. E.*: Diffused Emitter and Base Silicon Transistors. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 1, S. 1—22, 13 Abb.

**DK 621.314.7**

*Piet, Ch. S.*: Semiconductors in Industry. *Battelle techn. Rev. Bd. 5* (1956) Nr. 2, S. 7 bis 11, 9 Abb.

**DK 621.314.7**

*Lee, Ch.-A.*: A High-Frequency Diffused Base Germanium Transistor. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 1, S. 23—34, 5 Abb.

## Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

**DK 621.314.7**

*Hollmann, H. E.*: Applications for Tandem Transistors. *Tele-Techn. Bd. 15* (1956) Nr. 2, S. 58—59, 113—114, 7 Abb.

**DK 621.314.7**

*Kidd, M. C., Hasenberg, W., u. Webster, W. M.*: Delayed Collector Conductions, a New Effect in Junction Transistors. *RCA Rev. Bd. 16* (1956), S. 16—33, 13 Abb.

**DK 621.314.7**

*Miller, L. E.*: Negative Resistance Regions in the Collector Characteristics of the Point-Contact Transistor. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 1, S. 65—72, 11 Abb.

**DK 621.314.7**

*Moll, J. L., u. Ross, I. M.*: The Dependence of Transistor Parameters on the Distribution of Base Layer Resistivity. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 1, S. 72—78, 5 Abb.

**DK 621.314.7**

*Vasseur, J. P.*: Puissances maxima des éléments semi-conducteurs à jonctions. *Ann. Radioelectr. Bd. 11* (1956) Nr. 43, S. 3—28, 40 Abb.

**DK 621.314.7**

*Herbert, N. J.*: Point Contact Transistor Development. *Bell Lab. Rec. Bd. 34* (1956) Nr. 2, S. 46—50, 7 Abb.

**DK 621.314.7**

*Valdes, I. B.*: The Frequency Response of Bipolar Transistors with Drift Fields. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 178—184, 7 Abb.

**DK 621.314.7**

*Schenkel, H., u. Statz, H.*: Junction Transistor with Alpha Greater than Unity. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 3, S. 360—371, 16 Abb., 4 Tab.

## Magnete

### und magnetische Werkstoffe

**DK 621.318.32**

Loes, M. B.: Broadband Applications of Ferrites. *Tele-Tech.* Bd. 15 (1956) Nr. 2, S. 62—63, 117, 4 Abb.

**DK 621.318.42**

Duncan, R. S., u. Stone, H. A.: A Survey of the Application of Ferrites to Inductor Design. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 4 bis 13, 9 Abb.

**DK 621.318.435**

Reichman, J. A., u. Lo, A. W.: The Transfluxor. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 3, S. 321—332, 18 Abb.

**DK 621.318.435.3**

Rolf, E., u. Dietz, H.: Neuzeitliche Kernwerkstoffe und Kernbauformen für magnetische Verstärker. *Stemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 2, S. 73—80, 20 Abb.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**DK 621.317.7**

Banner, E. H. W.: Electronic Measuring Instruments. *New York 1955, MacMillan Co.*, 395 S.

**DK 621.317.1**

Wolffhal, D. A.: Amplifier Distortion Measurement. *Tele-Tech.* Bd. 15 (1956) Nr. 2, S. 64—66, 5 Abb.

**DK 621.385.833**

Endler, F., u. Gebauer, H.: Ein einfaches Gerät zur statistischen Auswertung von mikroskopischen bzw. elektronenmikroskopischen Aufnahmen. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 3, S. 97—101, 4 Abb.

**DK 621.384.5**

Rosenblum, S., Dionisio, S., u. Valdures, M.: Spectrographie magnétique avec pré-accelération pour l'étude d'électrons de faible énergie. *J. Phys. Radium* Bd. 17 (1956) Nr. 2, S. 112—117, 4 Abb.

**DK 621.317.721.025**

Angersbach, F.: Die genaue Messung von Wechselstrom, -spannung und -leistung III. *ATM Lfg. 241* (1956) V 3412—5, S. 29 bis 32, 18 Abb.

**DK 535.23.08:537.324**

Gelling, L.: Thermoelemente für Strahlungsmessungen II. *ATM Lfg. 241* (1956) J 2401—3, S. 43—44, 13 Abb.

**DK 621.317.725.083.3**

Strassman, A. J.: Automatic Measurement of Voltage Tolerances. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 150—151, 2 Abb.

**DK 621.317.335**

Saito, S., u. Kurokawa, K.: A Precision Resonance Method for Measuring Dielectric Properties of Low-Loss Solid Materials in the Microwave Region. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 33—42, 4 Abb., 4 Tab.

**DK 621.317.763.029.6**

Adelsberger, U.: Die Stabwellenmesser im Bereich von 180 bis 80000 MHz. Konstruktion und Meßergebnisse. *AET Bd. 10* (1956) Nr. 2, S. 51—57, 7 Abb., 7 Tab.

**DK 621.317.733:621.317.374**

Keller, A.: Eine einfache Hilfsbrücke für genaue Verlustfaktor-Messungen mit der Sicherungsbrücke. *ETZ-A* Bd. 76 (1956) Nr. 23, S. 826—827, 3 Abb.

**DK 53.084**

Moles, A.: Sur la qualité des appareils de mesure. *Mesures & Contrôle ind.* Bd. 21 (1956) Nr. 224, S. 21—26, 5 Abb.

**DK 621.317.757:517.512.2**

Berkowitz, R. S.: Methods of Sampling Band-Limited Functions. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 231—235, 6 Abb., 1 Tab.

**DK 621.317.761.018.424.029.6**

Varonian, P. H., u. Melchor, J. L.: Broadband Microwave Frequency Meter. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 175—178, 4 Abb.

## Elektrotechnik

**DK 621.316.549**

Jennings, J. E., Schwaiger, A. G., u. Ross, H. C.: Vacuum Switches for Power Systems. *Proc. IRE* Bd. 43 (1955) Nr. 10, S. 350 bis 354, 9 Abb.

**DK 621.316.54.015.54:621.314.634**

Hoffman, K.: Funklenkung mit Gleichrichtern. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 1, S. 9 bis 11, 8 Abb.

**DK 536.11:621.365.5:621.785.545.45**

Kegel, K.: Die thermischen Grundlagen der induktiven Oberflächenhärtung mit Hochfrequenz. *AEQ Mit.* Bd. 45 (1955) Nr. 11 u. 12, S. 505—510, 9 Abb.

**DK 621.791.736.31**

Potlkemper, H.: Mehrpunktschweißmaschinen. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 1, S. 35 bis 41, 11 Abb., 1 Tab.

**DK 621.372.5:011.21.001.2:621.142.83**

Glimm, A. F., Hubermann jr., R., Henderson, J. M., u. Kirchmayer, L. K.: Digital Calculation of Network Impedance. *Electr. Engng.* Bd. 74 (1956) Nr. 2, S. 147, 1 Abb.

**DK 621.375.4:621.142.83**

Stinkens, Q. W., u. Vogelsong, J. H.: Transistor Amplifiers for Use in a Computer. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 43—55, 23 Abb.

**DK 531.663:534.44:621.142.83**

Morrow, Ch. T., u. Riesen, D. E.: Shock Spectrum Computer for Frequencies up to 2000 cps. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 93—101, 15 Abb.

**DK 621.3.073:517.934:621.385.8**

Winkler, H.: Über Funktionstransformatoren mit Bildabströme und einer Fotozelle mit Sekundärelektronenvervielfacher für die Verwendung in elektronischen Analogrechenmaschinen mit großer Arbeitssgeschwindigkeit. *Nachr.-Tech.* Bd. 6 (1956) Nr. 2, S. 54—57, 7 Abb.

**DK 621.395.344:621.38**

Kilke, O.: Die Nachrichtentechnik und mathematische Maschinen. *Siboproudy Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 1, S. 2—5, 2 Abb. (Tschech.)

**DK 621.9.437:621.916:621.142.83**

Aisberg, E.: Les surfaces complexes usinées à partir d'équations mathématiques. *Electronique ind.* (1956) Nr. 7, S. 2—3, 2 Abb.

**DK 621.142.83**

Van Mechele, G.: De automatische digitale Rekenmachines. *Techn.-Wetensch. Tijdschr.* Bd. 25 (1956) Nr. 2, S. 30—43, 16 Abb.

**DK 518.5:621.142.83**

Coombs, A. W. M.: „Mosaic“ — An Electronic Digital Computer. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 212—215, 2 Abb.

**DK 621.142.83**

Dorrsboom, H.: Rekenmachines. *Radio Electronica* Bd. 4 (1956) Nr. 1, S. 26—29, 5 Abb.

**DK 621.142.83:621.318.3**

Loew, D., Mehle, W., Pavinien, J., u. Wülen, J.: Magnetic Core Circuits for Digital Data-Processing Systems. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 154—162, 21 Abb.

## Ultraschall

**DK 534.143.029.45**

Hentschel, G., u. Schneiderhof, S.: Der „Vibrotor“, ein neuer, industrieller Schwingungsregler für den Frequenzbereich von 20 bis 25000 Hz. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 1—10, 22 Abb.; Nr. 2, S. 51—57, 6 Abb.

**DK 621.95:534.321.9**

Cocouroux, C.: Les percusses ultrasoniques. *Acoustique* (1956) Nr. 111, S. 49—54, 4 Abb.

**DK 534.232:534.113:534.143**

Stephenson, C. V.: Radial Vibrations in Short, Hollow Cylinders of Barium Titanate. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 51—56, 6 Abb.

**DK 534.231.8:534.612:534.522.1**

Loeber, A. P., u. Hiedemann, E. A.: Investigation of Stationary Ultrasonic Waves by Light Refraction. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 27—35, 13 Abb.

**DK 534.232.8:534.242**

Shaw, E. A. G.: On the Resonant Vibrations of Thick Barium Titanate Disks. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 38—50, 11 Abb., 2 Tab.

**DK 621.9.018:534.321.9**

Harley, M. S.: Ultrasonic Machining of Brittle Materials. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 1, S. 132—135, 4 Abb.

## Elektronik

**DK 621.385:621.9:677**

Chalangeon, M.: L'équipement électronique des machines-outils et des machines textiles. *Electronique* (1956) Nr. 112, S. 32—42, 17 Abb.

**DK 771.448**

Frühgel, F.: Ein neues Hochfrequenz-Blitzgerät für lange Blitzserien (25000/sec) sowie Anwendungen gesteuerter Einzelblitze in der Spannungsoptik. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 86—90, 6 Abb.

**DK 621.385:539.2**

Denoux, J.: L'électronique et la connaissance de la matière. *Electronique* (1956) Nr. 111, S. 13—24, 43 Abb.

**DK 624.924.32**

Browning, G. H.: Balanced Capacitance Fence Alarm System. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 150—152, 4 Abb.

**DK 621.385:832.083.72**

Dittmann, J., u. John, S.: Ein neuer elektronischer Fernmeßgeber. *Stemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 2, S. 95—99, 10 Abb.

**DK 771.36.08:621.383**

Wessel, A. B.: Universal Shutter Tester. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 162 bis 163, 3 Abb.

## Bauelemente

**DK 621.311.62.072.2**  
Vallat, L.-A.: Alimentations spéciales pour dispositifs électroniques amplificateurs et translateurs d'impédances, du type continu. *Electronique* (1956) Nr. 111, S. 45—48, 6 Abb., 2 Tab.

**DK 621.3.049.75**  
Skow, N. A.: Laminates for Printed Circuits. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 1092—1093

**DK 621.319.4**  
Heywang, H.: Der Scheinwiderstand von Wickelkondensatoren mit längsverbundenen Bleigen. *AEÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 29 bis 44, 21 Abb.

**DK 621.385:621.788.2**  
Dailloux, F.: Les tubes subminiatures de sécurité. *Electronique ind.* (1956) Nr. 7, S. 11—15, 5 Abb., 2 Tab.

**DK 621.319.412**  
Arend, H. T., u. Novotný, F.: Einfluß der Feuchtigkeit auf keramische Röhrenkondensatoren. *Slaboproudý Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 1, S. 33—36, 8 Abb. (Tschech.)

## Funkortung

**DK 621.396.932**  
Dolman, W., u. Gammon, P. W. J.: Modernisation of Radio and Radar Equipment in H. M. Telegraph Ships. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 204—207, 9 Abb.

**DK 621.396.962.3**  
Hall, W. M.: Prediction of Pulse Radar Performance. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 224—230, 9 Abb.

## Fernsehen, Bildübertragung

**DK 621.385.832**  
Heimann, W.: Zum Problem der Nachwirkungserscheinungen im Vidicon. *AEÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 2, S. 73—76, 7 Abb.

**DK 621.397.5:778.53**  
Lindner, P.: Bildspeicherung im Fernsehen auf 16-mm-Film. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 2, S. 49—53, 10 Abb.

**DK 621.397.7**  
Polonsky, J., Amster, L., u. Melchior, G.: Contribution à l'étude du phénomène d'écho en télévision. *Ann. Radiodiatr.* Bd. 11 (1956) Nr. 43, S. 57—69, 14 Abb.

**DK 621.3.018.782.3:4:621.372.553:621.397.8**  
Bümann, D.: Der Laufzeitausgleich eines Fernsehsystems. *AEÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 10—18, 10 Abb.

**DK 621.395.97:621.397.24**  
Williams, M. B., u. Seuter, J. B.: The Provision of Circuits for Television Outside Broadcasts. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 234—238, 8 Abb.

**DK 621.397.9**  
Haantjes, J., u. Teer, K.: Compatible Colour-Television. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 2, S. 39—46, 10 Abb., 1 Tab.

**DK 621.397.62**  
Van Wael, Ir. A.: Récepteurs de télévision à phase linéaire. *Onde electr.* Bd. 36 (1956) Nr. 346, S. 48—56, 22 Abb.

**DK 621.397.9**  
Clapp, R. G., Clark, E. G., Hornith, G., Boste, H. E., Sanford, E. E., Pyler, M. O., u. Farber, R. J.: Color Television Receiver Design — A Review of Current Practice. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 3, S. 297—320, 29 Abb.

## Elektroakustik

Smelana, C.: Das Gradientenmikrophon und die Frage der akustischen Rückkopplung. *Slaboproudý Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 1, S. 13 bis 19, 12 Abb., 2 Tab.; Nr. 2, S. 83—91, 35 Abb., 3 Tab. (Tschech.)

**DK 621.395.91**  
Smith, R. L.: The British Post Office Speaking Clock, Mark II. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 229—233, 13 Abb.

**DK 681.846.7:538.6**  
Greiner, J.: Feldstärke und Spaltverteilungsfunktion beim Sprechkopf mit und ohne Band. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 2, S. 63—70, 19 Abb., 2 Tab.

## Elektronisches Zählen und Rechnen

**DK 681.2-79**  
Kogan, B. J.: Methode der Zusammenstellung der Baueinheiten elektronischer Rechenanlagen und der Lösung von Aufgaben mit ihnen. *Automatika i Telemekhanika* (1956) Nr. 1, S. 36—52 (Russ.)

**DK 681.142-83:621.395.1**  
Schmidt, N.: Die Hyperbelfeldröhre, eine Elektronenstrahlröhre zum Multiplizieren in Analogie-Rechengertäten. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 69—75, 9 Abb.

**DK 621.365.511**  
Seulen, G.: Induktives Erwärmen für das Warmformen von Eisen und Metall. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 47—50, 7 Abb.

**DK 621.365.511**  
Jabusch, G.: Induktive Oberflächen- und partielle Erwärmung von Eisen und Metallen. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 51 bis 55, 9 Abb.

**DK 621.365.511 + 621.365.41:42**  
Deutz, F.: Induktions- und Widerstandsschmelzöfen. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 55—60, 10 Abb.

## Übertragungstechnik

**DK 621.317.616:538.56**  
Smith, J. G.: Die Frequenzabhängigkeit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in leitenden Medien. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 2, S. 71—75, 5 Abb.

**DK 621.371-2:53**  
Fagot, M. J.: Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens. *Onde electr.* Bd. 36 (1956) Nr. 346, S. 7—22, 4 Abb.

**DK 621.396.11**  
di Francia, G. T.: Electromagnetic Waves. London 1956, Interscience Publ. Ltd., 334 S., 64 Tab.

## Rauschen

**DK 621.314.7**  
Van Kiet, K. M., u. Blok, I.: Electronic Noise in Semiconductors. *Physica* Bd. 22 (1956) Nr. 3, S. 231—242, 2 Abb.

**DK 621.376.3**  
Stewart, J. L.: Frequency Modulation Noise in Oscillators. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 3, S. 372—376, 2 Abb.

**DK 534.322.3:534.321.1**  
Moubay, G. H., Gebhard, J. W., u. Byham, C. L.: Sensitivity to Changes in the Interruption Rate of White Noise. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 1, S. 106—110, 6 Abb.

## Laufzeitröhren, Beschleuniger

**DK 621.375-2:621.373.423**  
Rowe, J. E.: Design Information on Large-Signal Traveling-Wave Amplifiers. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 200—210, 24 Abb.

**DK 621.375:621.373.423**  
Sawazaki, N., u. Honma, T.: New Microwave Repeater System Using Traveling-Wave Tubes. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 19—24, 10 Abb.

**DK 621.374.4:621.373.423**  
Matsuo, Y.: Multi-Beam Velocity-Type Frequency Multiplier. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 101—106, 11 Abb.

**DK 621.373.423**  
Adler, R., Kromhout, O. M., u. Clavier, P. A.: Transverse-Field Traveling-Wave Tubes with Periodic Electrostatic Focusing. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 82—89, 9 Abb.

**DK 621.373.423**  
Palluel, P., u. Goldberger, A. K.: The O-Type Carcinotron Tube. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 3, S. 333—345, 23 Abb., 3 Tab.

**DK 621.373.423:621.375.2.029.6**  
Siekawicz, W. W.: A Developmental Wide-Band, 100 Watt, 20 DB, S-Band Traveling-Wave Amplifier Utilizing Periodic Permanent Magnets. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 55—61, 13 Abb.

## Schwingungserzeuger

**DK 621.373.029.6**  
Lablond, A., u. Gentner, R.: Note sur une structure particulière permettant d'obtenir des oscillations de haute fréquence. *C. R. Acad. Sci., Paris* Bd. 242 (1956) Nr. 5, S. 621—623, 4 Abb.

**DK 621.373**  
Davis, P. G.: A Phase Controlled Oscillator. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 101—105, 7 Abb., 1 Tab.

**DK 621.373**  
Biederbach, M.: An Analysis of the Linear Pulsed Oscillator. *Electr. Engng.* Bd. 35 (1956) Nr. 2, S. 171—175, 8 Abb.

**DK 621.373:621.314.7**  
Cheng, C. C.: Frequency Stability of Point-Contact Transistor Oscillators. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 2, S. 219—223, 8 Abb., 3 Tab.

## Mikrowellentechnik

**DK 621.392**  
Beck, A. C.: Waveguide Investigations with Millimetresecond Pulses. *Bell Syst. Techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 35—65, 20 Abb.

**DK 621.372.8**  
Kloppenstein, R. W.: Transmission Line Taper of Improved Design. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 1, S. 31—33, 6 Abb.

## DK 621.372.2.09

Sander, A.: Die Anregung und Ausbreitung von Eon-Wellen im kreisrunden Hohlrohr mit konzentrischen Leitungen als Geber und Fänger. *AETÜ Bd. 10* (1956) Nr. 2, S. 77 bis 85, 4 Abb.

## DK 621.396.619:537.96

Krauss, W.: Die Ermittlung von Amplitudenverhältnissen im Hochfrequenzgebiet mit Hilfe einer Meßleitung bei unbekannter Indikatorenlinie. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 2, S. 83—86, 7 Abb.

## DK 621.315.61.029.6:621.372.8

Ward, H. T., Parr, W. O., u. Bowie, D. M.: Artificial Dielectrics Utilizing Cylindrical and Spherical Voids. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 171—174, 7 Abb.

## Wellenausbreitung

### DK 621.396.11

Poerlein, H.: Eine einfache Theorie der Beugung von Radiowellen jenseits des optischen Horizonts. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 2, S. 90—95, 2 Abb.

### DK 621.371.029.6

Mischenker, H. N.: "Over-the-Horizon" Radio Tests. *Bell Lab. Rec. Bd. 34* (1956) Nr. 2, S. 41—45, 7 Abb.

### DK 621.396.812.3:029.64

Kraus, G.: Eine Deutung der Statistik des Schwundes bei Mikrowellen-Funktfeldern mit freier Sicht. *AETÜ Bd. 10* (1956) Nr. 1, S. 19—25, 7 Abb.

### DK 621.396.4:029.6:551.551

Du Castel, F.: Etude de l'influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes en ondes ultra-courtes. *Onde electr. Bd. 36* (1956) Nr. 346, S. 32 bis 42, 15 Abb., 7 Tab.

### DK 621.396.812.3:551.515.8

Misme, P.: Findings d'interférences causés par des discontinuités frontales. *Onde electr. Bd. 36* (1956) Nr. 346, S. 43—47, 6 Abb.

### DK 621.371:621.396.4

Rivel, P.: Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité. *Onde electr. Bd. 36* (1956) Nr. 346, S. 23—31, 6 Abb.

**DK 621.371.029.5:551.510.535**  
Shmoy, J.: Long-Range Propagation of Low-Frequency Radio Waves between the Earth and the Ionosphere. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 163—170, 4 Abb.

## Modulation und Demodulation

### DK 621.374.4:621.376.3

Melhuus, R. G.: RF Bandwidth of Frequency-Division Multiplex Systems Using Frequency Modulation. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 189—199, 10 Abb.

### DK 621.376.56

Benz, F.: Die Impulsmodulation und ihre weiteren Entwicklungsmöglichkeiten. *E. u. M. Bd. 73* (1956) Nr. 4, S. 73—77, 9 Abb.

### DK 621.396.619.1:621.376.222

Lang, F.-H.: Amplitudenmodulation, ein Paradoxon der Hochfrequenztechnik. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 2, S. 58 bis 62, 10 Abb.

## Netzwerke, Filter

### DK 621.383

Schlögl, A., u. Jacobs, A. B.: Transfer Functions of Diode Networks. *Tele-Techn. Bd. 15* (1956) Nr. 2, S. 66—68, 126, 13 Abb.

### DK 621.3.062 (083.7)

Muncy, J. H.: National Bureau of Standards Preferred Circuits Program. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 335, S. 1088 bis 1090, 5 Abb.

### DK 621.373.444

Bédaille, M.: Etude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable. *Onde electr. Bd. 36* (1956) Nr. 347, S. 94—103, 8 Abb.

### DK 621.375.4—621.385:621.375

Leidy, G.: Flächentransistor — Verstärkerröhre: Eine vergleichende Betrachtung. *AETÜ Bd. 10* (1956) Nr. 1, S. 1—9, 18 Abb., 4 Tab.

### DK 621.372.54:029.6:621.312.8

Kloppenstein, R. W., u. Epstein, J.: The Polarguide — A Constant Resistance Waveguide Filter. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 2, S. 210—218, 19 Abb.

### DK 621.372.54:538.652

George, R. W.: Electromechanical Filters for 100-Kc Carrier and Sideband Selection. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 1, S. 14—18, 6 Abb.

**DK 621.3.018.783:621.372.41**  
Cremosnik, G.: Energieische Betrachtung der Ein- und Ausstrahlungswerte in einem einfachen Schwingungskreis. *AETÜ Bd. 10* (1956) Nr. 2, S. 65—72, 12 Abb.

### DK 621.392.52

Yule, A.: Zur Dimensionierung von R-C-Filtern, insbesondere Kettenfiltern. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 2, S. 78—83, 15 Abb.

### DK 621.3.094

Dumke, H., u. Henkel, O.: Kompensation von nichtlinearen Verzerrungen. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 2, S. 76—78, 4 Abb.

### DK 621.372.54

Hildreth, D. E.: Staggered Triple Crystal Filter. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 12, S. 166—167, 4 Abb.

### DK 621.372.54

Thiele, A. N.: The Design of Filters Using only RC Sections and Gain Stages. (Part I) *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 335, S. 31—36, 14 Abb.

### DK 621.372.6

Kleinwächter, H.: Zur Widerstands-Transformations linearer 2n-Pole. *AETÜ Bd. 10* (1956) Nr. 1, S. 26—28, 5 Abb.

## Verstärker

### DK 621.375.3

Reizenblat, M. A.: Aufbaugrundsätze von magnetischen Verstärkern mit niedriger Empfindlichkeitsschwelle. *Avtomatika i Tele-mekhanika* (1956) Nr. 1, S. 66—77 (Russ.)

### DK 621.375

●Aberlan, H.: Amplificateurs à large bande. *Paris 1956, Chiron, 212 S.*

### DK 621.375.3:029.6

Collins, H. W.: High-Frequency Operation of Magnetic Amplifiers. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 1, S. 53, 1 Abb.

### DK 621.318.435.3

Zabel, R.: Neue Magnetverstärker-Bauelemente. *Siemens-Z. Bd. 30* (1956) Nr. 2, S. 80—91, 18 Abb., 4 Tab.

### DK 621.375.024:681.14

Fuchs, H.: Some Aspects of the Design of a D. C. Amplifier for Use with a Slow Analogue Computer. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 335, S. 22—25, 5 Abb.

**DK 621.396.6**  
Mangoldt, G.: Das Kaskodenmodulation. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 2, S. 86, 1 Abb.

## Antennen

### DK 621.396.677.83

Andrieux, G.: Réflexeurs passifs pour faisceaux horizontaux. *Onde electr. Bd. 36* (1956) Nr. 346, S. 57—72, 21 Abb.

### DK 621.396.677.73:621.396.43.018.424

Laub, H., u. Stöhr, W.: Hornparabolantenne für Breitband-Richtfunkanlagen. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 2, S. 33—44, 14 Abb.

### DK 621.396.671

Robineux, J.: Influence de la précision de fabrication d'une antenne sur ses performances. *Ann. Radiol. Bd. 11* (1956) Nr. 43, S. 29—36, 19 Abb., 4 Tab.

### DK 621.396.677.8

Brousseau, G.: Un nouveau type d'antenne de structure plane. *Ann. Radiol. Bd. 11* (1956) Nr. 43, S. 70—88, 29 Abb.

### DK 621.396.677.3

Procházka, M.: Experimentelle Untersuchungen an dielektrischen Trichterantennen. *Slaboproudy Obz. Bd. 17* (1956) Nr. 1, S. 1—13, 17 Abb. (Tschech.)

## Elektronenröhren

### DK 621.385.032.42

Fischer, A.: Verdampfungskühlung von Senderöhren und HF-Generatoröhren. *Siemens-Z. Bd. 30* (1956) Nr. 2, S. 69—73, 8 Abb.

### DK 621.385.82:537.534.9:537.533

Hagstrum, H. D.: Electron Ejection from Metals by Ions. *Bell Lab. Rec. Bd. 34* (1956) Nr. 2, S. 63—67, 6 Abb.

### DK 621.385.032.24:023.4

Knappe, W.: Eine Analyse des Gitterstromes. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 2, S. 44—50, 12 Abb.

### DK 621.3.032.213.63

Coppola, P. P., u. Hughes, R. C.: A New Pressed Dispenser Cathode. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 3, S. 351—359, 14 Abb., 1 Tab.

### DK 621.385

Cutler, C. C.: Spurious Modulation of Electron Beams. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 1, S. 61—64, 3 Abb.

# Die Frequenzabhängigkeit selbsterregter Mikrowellengeneratoren bei komplexer Last

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 5, S. 149

DK 621.373.423.029.6:621.317.616:621.385.16

Die in Abb. 3 und 5 (Nr. 5, S. 146 u. 148) gezeigten Überschneidungen der Frequenzlinien treten nun zunächst mit der Linie  $\Delta f = 0$  auf, wenn man mit dem Anpassungskreis, von  $m = 1$  ausgehend, nach kleineren Werten von  $m$ , also nach wachsenden Fehlanpassungen, geht. Man muß also die Umgebung dieser Linie  $\Delta f = 0$  genauer untersuchen, d. h. das Gebiet nach (6) in unmittelbarer Nähe von  $l/\lambda = 0,25$  des theoretischen Rieke-Diagramms von Abb. 12 der oben genannten Arbeit.

Für  $l/\lambda = 0,25$  ist  $2 \cdot \frac{2\pi l}{\lambda} = 2 \cdot \frac{\omega l}{v} = \pi$ , also  $\sin\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right) = 0$  und  $\cos\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right) = -1$ , und dann ist

$$(B_L + \Delta B_L) \cdot Z_0 = - \frac{\left(2 \cdot \frac{\Delta \omega l}{v}\right)}{\left(\frac{m^2 + 1}{m^2 - 1}\right) - 1}$$

Da andererseits an dieser Stelle  $B_L = 0$  ist, wie schon weiter oben gezeigt wurde, so ist

$$\Delta B_L \cdot Z_0 = \frac{2 \cdot \frac{l}{v} \cdot \Delta \omega}{1 - \frac{m^2 + 1}{m^2 - 1}}$$

oder

$$\Delta B_L \cdot Z_0 = (1 - m^2) \cdot \frac{l}{v} \cdot \Delta \omega \quad (7)$$

In der schon öfter genannten Arbeit ist in (8) für den Blindleitwert des Resonators die durch eine Frequenzänderung  $\Delta \omega$  eintretende Änderung mit

$$\Delta B_R = 2 \cdot C_R \cdot \Delta \omega \quad (8)$$

berechnet worden. Wenn nun die beiden differentiellen Änderungen  $\Delta B_L$  und  $\Delta B_R$  infolge der sehr kleinen Frequenzänderung  $\Delta \omega$  so verlaufen, daß

$$\Delta B_R = -\Delta B_L$$

ist, so ist die durch die Frequenzänderung eingetretene Änderung der Blindkomponente der Last durch die Änderung der Blindkomponente des Resonators wieder aufgehoben. Der Zustand des Senders ist also gerade noch stabil.

Es ist also

$$2 C_R \cdot \Delta \omega = \frac{(m^2 - 1)}{Z_0} \cdot \frac{l}{v} \cdot \Delta \omega$$

oder, da ja  $\Delta \omega$  ein endlicher Wert ist,

$$2 \cdot C_R \cdot Z_0 = (m^2 - 1) \cdot \frac{l}{v} \quad (9)$$

In dieser Gleichung sind  $C_R$ ,  $Z_0$ ,  $l$  und  $v$  konstante und gegebene Größen des Senders, und man findet nun aus ihnen die Größe der zulässigen Fehlanpassung  $m_{\text{krit}}$ , für die der Sender gerade noch keine Frequenzunstabilität zeigt.

$$m_{\text{krit}} = \sqrt{1 + 2 \cdot \frac{C_R \cdot Z_0 \cdot v}{l}} \quad (10)$$

Führt man  $v = f_0 \cdot \lambda_0$  ein, so hat man

$$m_{\text{krit}} = \sqrt{1 + \frac{\omega_0 C_R \cdot Z_0 \cdot \lambda_0}{\pi}} \quad (11)$$

$\lambda_0$  ist die Eigenwelle bzw.  $f_0$  die Eigenfrequenz des Resonators ohne äußere Last. Die Größe  $\frac{\omega_0 C_R \cdot Z_0 \cdot \lambda_0}{\pi}$  hat die Dimension einer Länge,

die nach A. Käch<sup>2)</sup> als die „Senderkonstante“  $l_0$  in die weitere Rechnung eingeführt wird und dann ergibt

$$m_{\text{krit}} = \sqrt{1 + \frac{l_0}{l}} \quad (12)$$

$$\text{mit} \quad l_0 = \frac{\omega_0 C_R \cdot Z_0 \cdot \lambda_0}{\pi} \quad (13)$$

Damit liegt eine sehr einfache Gleichung für die Berechnung der kritischen Fehlanpassung am Kabelende in Abhängigkeit von der Kabellänge  $l$  und dessen Wellenwiderstand  $Z_0$  vor. Die Senderkonstante  $l_0$  ist aus  $\omega_0$  bzw.  $\lambda_0$  und  $C_R$  leicht zu berechnen. Für den Turbatorsender mit der Röhre MD 10/2000 hat man z. B.  $l_0 = 10$  m; berechnet man damit für verschiedene Kabellängen die kritische Fehlanpassung in Abhängigkeit von der Kabellänge, so erhält man die in Abb. 6 dargestellte Kurve, aus der man für  $l = 15$  m dann  $m_{\text{krit}} = 0,775$  und

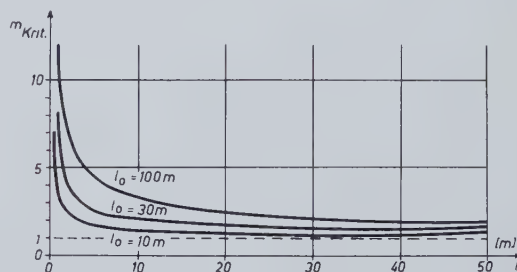


Abb. 6. Kritische Fehlanpassung in Abhängigkeit von der Kabellänge für verschiedene Senderkonstanten  $l_0$

$m_{\text{krit}} = 0,48$  für  $l = 3$  m findet. Diese Werte entsprechen ziemlich genau den aus den transformierten Diagrammen Abb. 3 und 5 gefundenen Werten.

Neben der Kurve für  $l_0 = 10$  m sind noch die Kurven für  $l_0 = 30$  m und  $l_0 = 100$  m eingetragen, um damit zu zeigen, daß ein Sender um so stabiler arbeitet, je größer seine Senderkonstante  $l_0$  ist.

Es ist nun noch zu beachten, daß die Länge  $l$  des Kabels nur dann gleich der geometrischen Länge ist, wenn das Isoliermaterial zwischen Innen- und Außenleiter die Dielektrizitätskonstante  $\epsilon = 1$  hat. In allen andern Fällen ist die elektrische Länge  $l_{\text{el}} = l_{\text{geom}} \cdot \sqrt{\epsilon}$ .

Sodann sei darauf hingewiesen, daß sich nach (12) der Wert für  $m_{\text{krit}}$  stets größer als 1 ergibt. Das folgt aus der Tatsache, daß in (6) der Wert von  $l/\lambda$  mit 0,25 eingesetzt wurde, da dort die Frequenzlinien dicht beieinanderliegen und somit die ersten Überschneidungen (Unstabilitätspunkte) auftreten. Es ist aber bei  $l/\lambda = 0,25$   $R_a > Z_0$ , also  $m > 1$ .

Schließlich ist es nötig, noch einmal auf das der Berechnung zugrunde gelegte Schema zurückzukommen. Die Entwicklung des Rieke-Diagramms war nach der Schaltung in Abb. 7a durchgeführt worden, wonach die Last, bestehend aus  $G_A$  und  $B_A$ , direkt parallel zum Resonator liegen würde. In Wirklichkeit trifft dies aber nicht zu, da die Last über

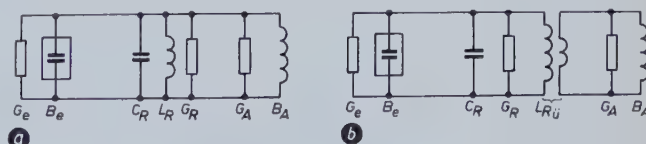


Abb. 7. a) Prinzipschaltbild des selbsterregten Generators mit Resonanzkreis und 100% angekoppelter Last, b) Ersatzschaltbild des Generators mit induktiver Auskopplung der Leistung aus dem Resonator

<sup>2)</sup> Käch, A.: Zur Frage der Frequenzstabilität selbsterregter Sender mit langen Antennenleitungen. AEÜ Bd. 8 (1954) Nr. 11, S. 491, Nr. 12, S. 553

eine oder zwei Auskopplungsschleifen an den Resonator angekoppelt ist. Es liegt also zwischen  $G_R$  und  $G_A$  noch ein Auskopplungstransformator mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  (Abb. 7b), so daß alle Leitwerte, auf die Lastseite übertragen, mit  $\ddot{u}^2$  zu multiplizieren sind. Dies kann man bei (8) berücksichtigen, indem man schreibt

$$\ddot{u}^2 \cdot \Delta B_R = 2 \ddot{u}^2 \cdot C_R \cdot \Delta \omega \tag{8a}$$

Dann wird bei der weiteren Rechnung aus (11)

$$m_{krit} = \sqrt{1 + \ddot{u}^2 \cdot \frac{\omega_0 C_R \cdot Z_0}{\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{l}} \tag{11a}$$

und für die Senderkonstante erhält man den exakteren Ausdruck

$$l_0 = \ddot{u}^2 \cdot \frac{\omega_0 C_R \cdot Z_0 \cdot \lambda_0}{\pi} \tag{13a}$$

Der Auskopplungstransformator ist, wie eine genauere Betrachtung zeigt, als streuungsfrei angenommen, was in Wirklichkeit nicht zutrifft. Berücksichtigt man auch die Streuinduktivität der Koppelschleifen, so erweitert sich der Ausdruck für  $l_0$  etwas. Hierauf soll jedoch nicht weiter eingegangen werden, da der Leser die exakte Berechnung von  $l_0$  in der schon angeführten Arbeit von A. Käch vorfindet. Hier sollte nur die prinzipielle Rechnung zur Ermittlung von  $l_0$  dargelegt werden. (13a) zeigt nun, welche Mittel man in der Hand hat, um die Stabilität eines Senders bzw. die Senderkonstante zu vergrößern. Da der Wellenwiderstand  $Z_0$  des Kabels aus Normungsgründen ein für allemal festgelegt ist und  $\omega_0$  bzw.  $\lambda_0$  durch die Senderfrequenz gegeben ist, kann man  $l_0$  nur durch die Größe  $\ddot{u}$  des Auskopplungstransformators, also durch lose Kopplung, erhöhen. Daneben gewinnt man natürlich noch an Senderstabilität durch Verwendung möglichst kleiner Kabellängen  $l$ .

Es soll nun noch einmal rückblickend das Frequenzverhalten des Senders in der Nähe der Stabilitätsgrenze unter Zugrundelegung des

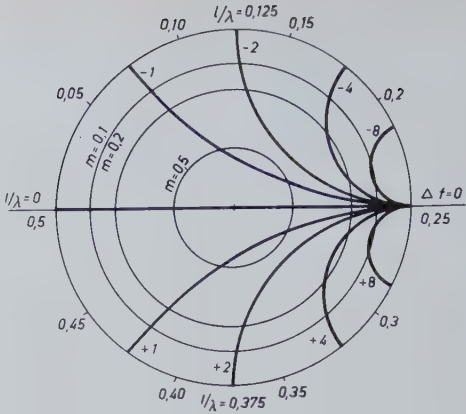


Abb. 8. Frequenzlinien des idealen Rieke-Diagramms bezogen auf die Ebene der Anodenschlitze des Turbators

idealen Diagramms betrachtet werden, bei dem alle Linien konstanter Frequenz im Punkt  $\infty + j \infty$  beginnen (Abb. 8). Läßt man wieder die Last die Kreise  $m = 0,5$ ,  $0,2$  und  $0,1$  durchlaufen, so erhält man die in Abb. 9 dargestellten Kurven  $\Delta f$  als Funktion von  $l/\lambda$ . Man sieht, daß bei  $m = 0,5$  die Frequenzabweichung im Maximum  $\pm 1,5$  MHz beträgt, während sie für  $m = 0,2$  schon  $\pm 4,7$  MHz ist und für  $m = 0,1$  bereits  $\pm 10$  MHz erreicht. Je weiter man also an den Rand des Diagramms kommt, desto größer wird der Frequenzablauf, der theoretisch bei  $m = 0$  bis  $\Delta f = \infty$  MHz gehen müßte. Alle  $\Delta f$ -Kurven in Abb. 9 laufen aber im Punkt  $l/\lambda = 0,25$  durch Null hindurch, und der Wechsel von  $+\Delta f_{max}$  nach  $-\Delta f_{max}$  geht bei kleinen  $m$ -Werten außerordentlich schnell vor sich.

Das theoretische Diagramm von Abb. 8 bezog sich auf die Ebene der Anodenschlitze des Turbators. Nach den weiter oben bereits durchgeführten Betrachtungen wird das Diagramm verformt, wenn die Last einige Wellenlängen weit von der Ebene der Anodenschlitze entfernt liegt und man dann das Diagramm auf diese neue Bezugsebene transformieren muß. In Abb. 10 ist das nun für das Diagramm von Abb. 8 und eine Kabellänge von  $l = 150 \text{ cm} = 10 \lambda$  durchgeführt, und man erhält die schon bekannten Überschneidungen der Frequenzlinien. Wenn man nun den Kreis  $m = 0,24$  durchläuft, so ergibt sich der in

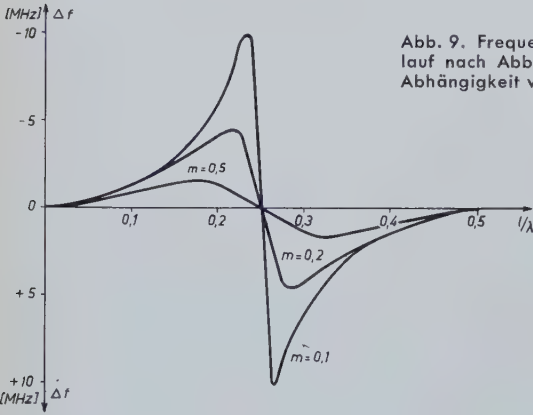


Abb. 9. Frequenzablauf nach Abb. 8 in Abhängigkeit von  $l/\lambda$ .

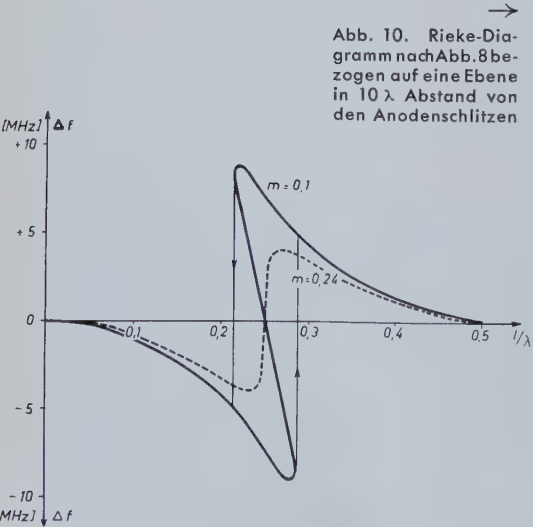


Abb. 10. Rieke-Diagramm nach Abb. 8 bezogen auf eine Ebene in  $10 \lambda$  Abstand von den Anodenschlitzen

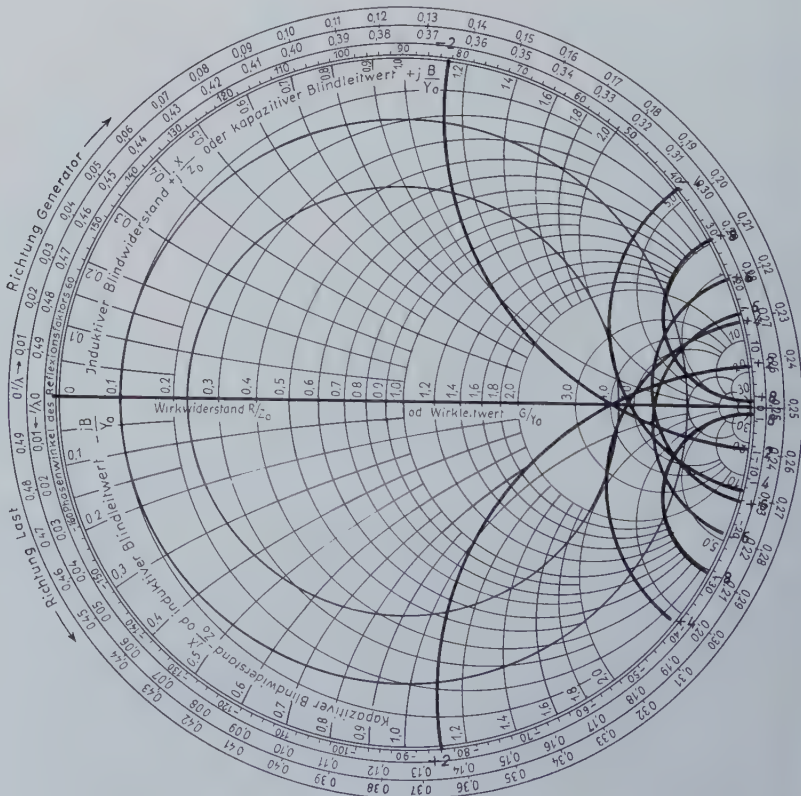


Abb. 11. Frequenzablauf für verschiedene  $m$ -Kreise nach Abb. 10

Abb. 11 gestrichelt wiedergegebene Frequenzverlauf. Da sich für  $l/\lambda = 0,25$  die Linien  $\Delta f = +2$  MHz, 0 und  $-2$  MHz schneiden, verläuft die  $\Delta f$ -Kurve hier senkrecht von oben nach unten: Man hat gerade die grenzstabile Anpassung  $m_{krit}$  überschritten. Eine weitere Erhöhung der Fehlanpassung auf  $m = 0,1$  ergibt den Verlauf der stark ausgezogenen Kurve von Abb. 11, aus der man nun deutlich erkennt, daß der Sender bei langsamer Steigerung von  $l/\lambda$  der Last erst stetig in der Frequenz hinuntergeht bis  $\Delta f = -9,0$  MHz, dann springt er unstetig auf  $\Delta f = +4,9$  MHz hinauf und geht weiter nach  $\Delta f = 0$  für  $l/\lambda = 0,5$ ; geht man nun wieder zurück, so wird der Sender erst bis  $\Delta f = +9,0$  MHz gezogen, er springt dann auf  $\Delta f = -4,9$  MHz herunter und geht wieder weiter nach  $\Delta f = 0$  MHz, wenn  $l/\lambda$  wieder Null geworden ist.

Nachdem gezeigt wurde, wie gefährlich die Fehlanpassung am Kabelende bei längeren Kabeln für das stabile Arbeiten des Senders sein kann, soll noch kurz der Einfluß der bisher vernachlässigten Kabel-

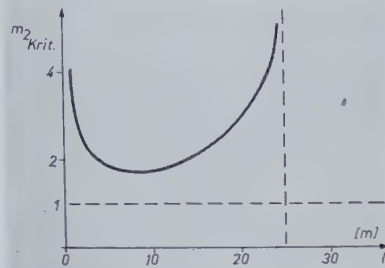


Abb. 12. Kritische Fehlanpassung in Abhängigkeit von der Länge eines Kabels, das eine Dämpfung nach (16) hat

dämpfung untersucht werden. Bekanntlich ist bei Kabeln, die die Dämpfung  $al$  (in Nepern) haben, bei einer Fehlanpassung  $m_2$  am Ende die Fehlanpassung  $m_1$  am Kabeleingang gegeben durch

$$m_1 = \frac{m_2 + \mathfrak{I}g(al)}{1 + m_2 \cdot \mathfrak{I}g(al)} \quad (14)$$

Für kleine Dämpfungen ( $al < 0,5$ ) kann man ohne merkbaren Fehler setzen

$$\mathfrak{I}g(al) \sim al,$$

so daß man erhält

$$m_1 = \frac{m_2 + (al)}{1 + m_2 \cdot (al)} \quad (15)$$

Schreibt man nun (12) in der Form

$$m_{krit} = \sqrt{1 + \frac{al_0}{al}}$$

und geht damit in (15) ein, so findet man nach kurzer Umrechnung für die am Kabelende zulässige Fehlanpassung

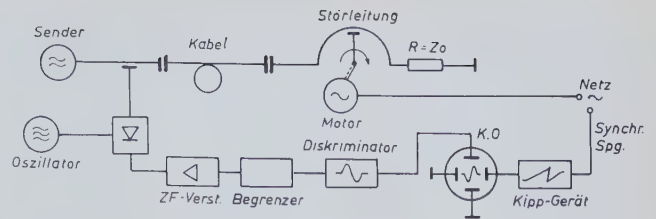


Abb. 13. Schema für die oszillografische Aufnahme des Frequenzablaufs und die Bestimmung von  $m_{krit}$  nach einem von BBC entwickelten Verfahren

$$m_{2krit} = \frac{\sqrt{1 + \frac{al_0}{al}} - al}{1 - al \cdot \sqrt{1 + \frac{al_0}{al}}} \quad (16)$$

Für  $l = 0$ , also  $al = 0$ , wird  $m_{2krit} = \infty$  d. h., der Sender ist für jede beliebige Fehlanpassung stabil. Wächst nun  $al$  langsam an, so wird  $m_{2krit}$  kleiner; wenn aber der Nenner Null geworden ist, d. h. wenn  $\frac{1}{al} - al = al_0$  ist, wird  $m_{2krit}$  wieder unendlich. Bei sehr großen

Kabeldämpfungen kann man also wieder jede beliebige Fehlanpassung zulassen, ohne Unstabilität des Senders befürchten zu müssen. Die genaue Durchrechnung der Gleichung (16) für eine gegebene Kabeldämpfung und Senderkonstante  $l_0$  ergibt den in Abb. 12 dargestellten Verlauf. Die Kurve durchläuft ein sehr flaches Minimum; es gibt also immer Kabellängen, für die der Sender besonders empfindlich auf fehlangepasste Last ist.

Die vorhergegangenen Betrachtungen haben gezeigt, daß es zur Erreichung des frequenzstabilen Betriebes eines Senders notwendig ist, sein Rieke-Diagramm oder die Senderkonstante  $l_0$  zu messen, um dann für jeden Belastungsfall im voraus Aussagen über die zulässige Kabellänge und Dämpfung machen zu können. Die doch noch ziemlichen Aufwand erfordernde Aufnahme des Diagramms und die Bestimmung von  $l_0$  kann man sich ersparen, wenn man die Frequenzkurven nach Abb. 9 bzw. 11 nach einem von der Firma Brown, Boveri & Cie. entwickelten Verfahren oszillografisch aufnimmt.

Ersetzt man nämlich in einer Meßleitung den Abtaststift durch einen beliebig tief eintauchbaren „Störstift“, so entsteht am Ort des Stiftes infolge der Kapazität zwischen dem Innenleiter der Meßleitung und dem Stift eine Reflexionsstelle, deren Größe durch die Annäherung des Stiftes einstellbar ist. Der Ort des Stiftes auf der Meßleitung gibt dann die Phase  $l/\lambda$  des komplexen Reflexionskoeffizienten an. Es ist also gegenüber Abb. 15 des vorangegangenen Aufsatzes praktisch nur die Posaune in Wegfall gekommen, dafür aber der Ankopplungsort

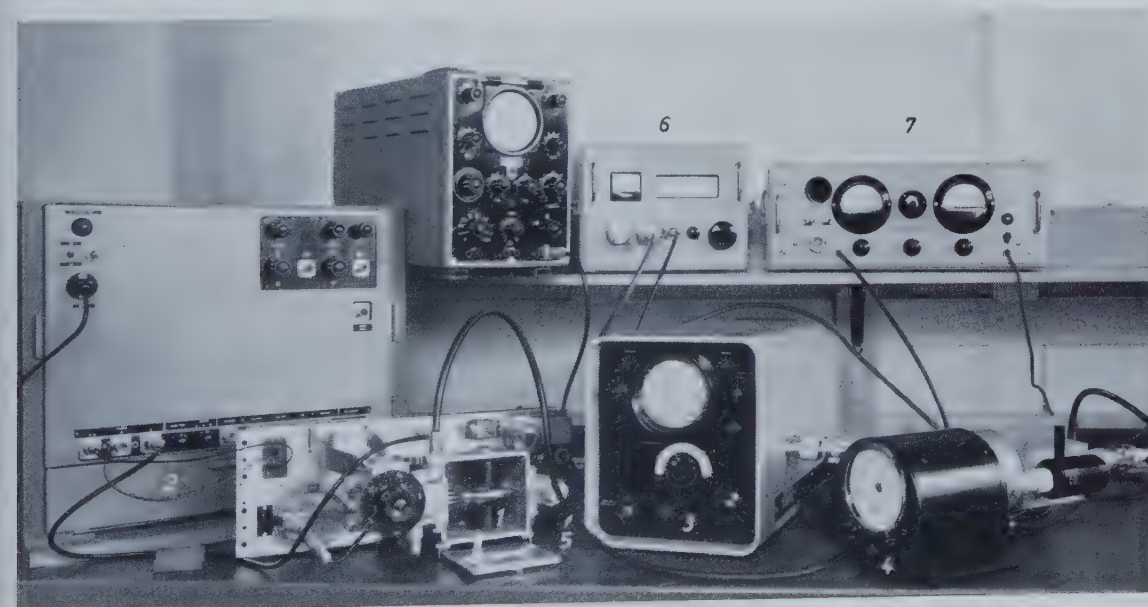


Abb. 14. Meßplatz für die oszillografische Aufnahme des Frequenzablaufs und die Bestimmung von  $m_{krit}$

- 1 Sender
- 2 Tastgerät für den Sender
- 3 Empfänger mit Hilfsoszillator, Mischkreis, Diskriminator, Kathodenstrahl-Oszillograf und Kippgerät
- 4 Rotierende Störleitung
- 5 Kabel
- 6 Frequenzmesser
- 7 Leistungsmesser

des Kurzschlusses variabel gestaltet. Man durchläuft ähnliche Kreise wie die dort dargestellten, wobei  $l_p$  nun die Stellung des Störstiftes längs der Leitung ist und  $l_k$  seine Eintauchtiefe in die Meßleitung bedeutet. Ersetzt man nun noch die gerade Meßleitung durch eine kreisförmig gebogene und treibt den Störstift durch einen Synchronmotor an, so durchläuft man in schneller Folge jeweils einen  $m$ -Kreis. Die Frequenzabweichung  $\Delta f$  kann man mittels Überlagerungsempfängers mit ZF-Verstärker, Begrenzer und Diskriminator als Ausgangsspannung des Diskriminators auf die senkrechten Platten eines Katodenstrahloszillografen geben, dessen horizontale Ablenkung, wenn sie mit dem Motor synchronisiert ist, direkt die Stellung der Störkapazität auf der Meßleitung anzeigt (Abb. 13). Befindet sich der Empfänger am Senderausgang und die Störleitung am Ende des Kabels, so zeichnet dann der Katodenstrahloszillograf direkt die

Frequenzkurven nach Abb. 11 entweder im Hinlauf oder im Rücklauf. Diese sehr handliche Meßeinrichtung ist für die Untersuchung fertig montierter Antennenanlagen mit selbsterregten Mikrowellen-sendern nahezu unentbehrlich geworden (Abb. 14)<sup>3)</sup>. Sie gestattet ohne Aufnahme des Rieke-Diagramms sofortige Ablesung der kritischen Fehlanpassung am Ende des Kabels und gibt so in kürzester Frist Auskunft über die Güte eines Senders, über das Kabel, die notwendige Anpassung der Antenne und die Stabilität der Anlage z. B. bei etwaiger Antennenvereisung. Da der Meßbereich des Diskriminators für Frequenzhübe von 15 MHz und für 3 MHz umschaltbar ist, kann man mit dem kleinen Meßbereich auch die für FM-Anlagen wichtigen Frequenzverzerrungen durch nur leicht fehlangepaßte Antennenanlagen sofort ablesen.

<sup>3)</sup> Hergestellt von der Fa. Dipl.-Ing. Gg. Spinner, München

E. SUCHEL

## Betriebssicherer Fotozellen-Verstärker für Flammenwächter

DK 621.383:621.182.261:662.94:628.81

In den letzten Jahren wurde in Privathäusern, Verwaltungs- und Fabrikationsgebäuden in steigendem Maße von der modernen, bequemen Ölfeuerung Gebrauch gemacht, und es ist damit zu rechnen, daß diese Entwicklung nicht nur anhält, sondern der Einbau von Ölfeuerungsanlagen noch zunimmt.

Zur Überwachung des Verbrennungsvorganges werden solche Anlagen mit sogenannten Flammenwächtern ausgerüstet. Diese bestehen im wesentlichen aus einer auf die Ölflamme reagierenden Fotozelle und einem nachgeschalteten Verstärker, der beim Erlöschen der Flamme über ein Relais sofort eine Alarmvorrichtung betätigt.

Um der zugehörigen Industrie den Aufbau eigener Überwachungsanlagen zu erleichtern, wurde im *Applikationslabor der Valvo GmbH* ein betriebssicherer Flammenwächter entwickelt und erprobt. Im folgenden soll dieser Fotozellenverstärker, der vorläufig nur in einigen wenigen Exemplaren aufgebaut wurde, ausführlich beschrieben werden.

### 1. Anforderungen an den Fotozellen-Verstärker

Grundsätzlich wirkt ein solcher Fotozellenverstärker als Dunkel-schalter, d. h., beim Ausbleiben der Fotozellenbelichtung, z. B. durch Verlöschen der kontrollierten Ölflamme, wird Alarm gegeben.

Außerdem muß die Anlage aber mit einem sehr hohen Sicherheitsgrad arbeiten; d. h., einmal muß die Schaltung bei irgendwelchen Störungen — auch ohne Ausbleiben der Fotozellenbelichtung — sofort ansprechen und damit anzeigen, daß ein Fehler vorliegt, zum anderen dürfen Toleranzen und Alterungserscheinungen der Bauelemente sowie Störungen der Spannung des Versorgungsnetzes die Funktions-sicherheit nicht beeinträchtigen.

So muß z. B. das Alarmrelais ansprechen, wenn

1. die Fotozellenleitung unterbrochen wird,
2. die Fotozelle defekt wird,
3. eine Verstärkerröhre defekt wird oder
4. die Netzspannung ausfällt.

Andererseits muß beim Verlöschen der Ölflamme das Relais sicher ansprechen, auch wenn

1. die Netzspannung vom Nennwert abweicht, z. B. um + 10% oder — 15%,
2. die Fotozelle gealtert ist und in ihrer Lichtempfindlichkeit nachgelassen hat und
3. alle anderen Fertigungs- und Alterungstoleranzen der Röhren, besonders beim Röhrenwechsel, wirksam werden.

### 2. Stufenzahl und Röhrenbestückung

Als Lichtindikator wurde eine Fotozelle in der modernen Miniatur-technik gewählt, die rot empfindliche Vakuumzelle 90 CV. Dabei lag die Bevorzugung einer Vakuumzelle und somit der Verzicht auf den

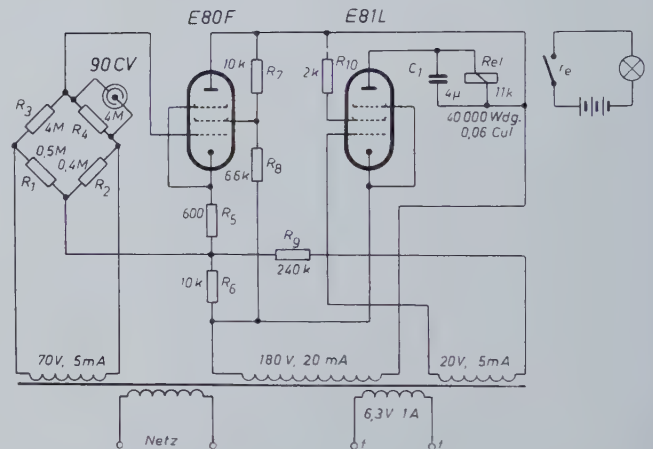


Abb. 1. Schaltung eines Fotozellen-Verstärkers für Flammenwächter

Gasverstärkungsfaktor einer Gaszelle nahe, denn die höher belastbare Katode der Vakuumzelle benötigt bei gleicher Steuerspannung für die erste nachgeschaltete Verstärkerstufe kleinere Arbeitswiderstände, so daß die Isolationsanforderungen an die Schaltung in Grenzen gehalten werden können. Allerdings ist eine größere Belichtung notwendig als bei der Gaszelle. Außerdem ist die Kennlinie der Vakuumzelle im Arbeitsbereich praktisch nur wenig spannungsabhängig, so daß die Empfindlichkeit der Schaltung wenig von der Netzspannung abhängt (Abb. 2).

Als nachfolgende Verstärkerröhre wurde die Spezialröhre der Roten Reihe E 80 F eingesetzt, für die ein wirksamer Gitterableitwiderstand von einigen MOhm, wie ihn auch die Fotozelle 90 CV als Arbeits-

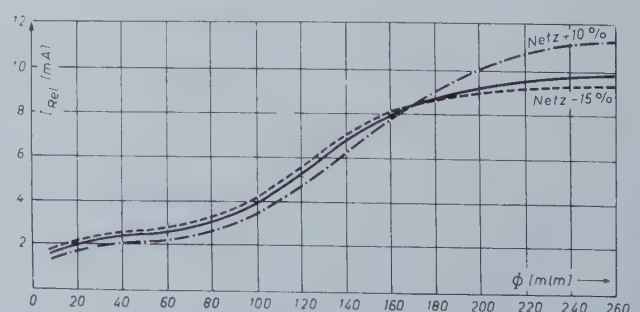


Abb. 2. Relaisstrom  $I_{Rel}$  für einen Anpassungswiderstand von 11 kΩ als Funktion des Lichtstromes  $\Phi$ , gemessen bei einer Farbtemperatur von 2700°K

widerstand noch benötigt, einen zuverlässigen Betrieb garantiert. Durch Verwendung der Brückenschaltung, in der die Fotozelle betrieben wird, läßt sich dieser Widerstand mit etwa 4,5/2 MOhm so klein wie möglich halten (Abb. 1).

Um bei großer Lichtempfindlichkeit der Schaltung und damit kleinen Potentialänderungen am Arbeitswiderstand der Fotozelle trotzdem eine ausreichende Leistung zum Betätigen eines handelsüblichen, also billigen Relais zu erhalten, ist eine leistungsfähige Endstufe notwendig, so daß der Verstärker zweistufig aufgebaut ist. Gewählt wurde die Spezialröhre der „Gelben Reihe“ E 81 L, deren günstiger Preis eine Verwendung an dieser Stelle zuläßt.

### 3. Schaltung und Meßergebnisse

Eine Schaltung, die mit der Röhrenbestückung 90 CV, E 80 F und E 81 L den oben gestellten Bedingungen genügt, ist in Abb. 1 wiedergegeben.

Zur Erfüllung aller Forderungen war es notwendig, für die Alarmgabe ein Relais mit Ruhekontakt zu benutzen und die Verstärker röhren so durch die Fotozelle zu steuern, daß sie im Betriebszustand geöffnet und im Alarmzustand möglichst weitgehend gesperrt sind. Um eine Phasenumkehrstufe vor der Endstufe einzusparen, muß also die zweite Stufe in einer Art Katodenkopplung angekoppelt werden, damit beide Röhren gleichsinnig arbeiten.

Um einen zusätzlichen Gleichrichter einzusparen, arbeitet die gesamte Schaltung mit Wechselspannung. Die daraus folgende Empfindlichkeitseinbuße bleibt jedoch erträglich klein.

Die Eingangsschaltung besteht in einer aus den Widerständen  $R_1$  bis  $R_4$  und der Fotozelle 90 CV aufgebauten Brückenordnung, durch deren Verwendung der schon erwähnte niedrige wirksame Gitterableitwiderstand für die E 80 F mit etwa 2,3 MOhm ermöglicht wird. Die Dimensionierung und die Betriebsspannungen sind so gewählt, daß im Dunkelzustand der gitterseitige Punkt der Brücke gegen ihren Katodenpunkt eine negative Spannung von 5,5 V führt. Damit ist die nachfolgende Röhre E 80 F bei einer Anodenspannung von etwa 180 V<sub>eff</sub> und einer Schirmgitterspannung von etwa 70 V<sub>eff</sub> fast vollständig gesperrt. Die Fotozelle 90 CV liegt hierbei an einer Spannung von etwa 35 V<sub>eff</sub>, die durch den Querstrom im oberen Brückenweig erzeugt wird. Wird nun die Fotozelle belichtet, so verkleinert der zusätzliche Fotozellenstrom das negative Potential des Gitterpunktes der Brücke, so daß die E 80 F geöffnet wird und Strom zieht. Die Saugspannung der Fotozelle von etwa 32 bis 35 V<sub>eff</sub> ist damit geringfügig belichtungsabhängig, was jedoch wegen des fast horizontalen Verlaufs der Fotozellenkennlinie in diesem Bereich praktisch ohne Bedeutung ist.

Aus Stabilitätsgründen ist in der Katodenleitung der E 80 F ein Widerstand  $R_5 = 600 \text{ Ohm}$  zur Gegenkopplung eingeschaltet.

Die nachfolgende Röhre E 81 L in der Endstufe erhält zunächst eine Gitterspannung von 20 V<sub>eff</sub>, die gegenphasig zur Anodenwechselspannung geschaltet werden muß und die damit die Röhre sperrt. Im Betriebszustand bei belichteter Fotozelle erzeugt der Katodenstrom der stromführenden Vorröhre E 80 F an dem Koppelwiderstand  $R_6 = 10 \text{ kOhm}$  in der Katodenleitung eine positive Steuerspannung für die E 81 L, die die Sperrung aufhebt. Damit führt auch die E 81 L Strom und das Relais im Anodenkreis hält den Ruhekontakt geöffnet. Während der negativen Halbwelle der Anodenwechselspannung der E 81 L erhält deren Steuergitter eine positive Spannung von 28,3 V (Scheitelwert). Diese positive Gitterspannung erzeugt einen Gitterstrom, der von dem in Serie mit der Gittervorspannung von 20 V<sub>eff</sub> liegenden Gitterableitwiderstand  $R_9 = 240 \text{ kOhm}$  auf einen Wert von 118  $\mu\text{A}$  (Scheitelwert) begrenzt wird. Dieser Wert ist ohne weiteres zulässig.

Wird nun die Fotozellenbelichtung unterbrochen oder werden Fotozelle oder die Vorröhre E 80 F defekt, so entfällt die Steuerspannung am Gitter der E 81 L, die Sperrspannung ist voll wirksam, das Relais fällt ab und gibt mit dem Ruhekontakt Alarm.

Mit einem Anpassungswiderstand von 11 kOhm wurde in dieser Schaltung eine Empfindlichkeitskurve gemessen, die in Abb. 2 wiedergegeben ist. Hier ist der Relaisstrom  $I_{\text{Rel}}$  in mA aufgetragen in Abhängigkeit von dem Lichtstrom  $\Phi$  in Millilumen auf die Fotozelle 90 CV, der dann mit einer normalen 15-W-Wolframfadlampe entsprechend einer Farbtemperatur von etwa 2700° K variiert wurde. Außer der ausgezogenen Mittelwertskurve sind noch zwei

Kurven eingetragen, die bei einer um 10% erhöhten sowie um 15% erniedrigten Netzspannung gemessen wurden. Wie man sieht, ist dieser Einfluß auf den Empfindlichkeitsverlauf relativ gering, weil die E 80 F infolge des Vorhandenseins der Katodenwiderstände  $R_5$  und  $R_6$  (bei fester Schirmgitterspannung) gegengekoppelt ist und außerdem die E 81 L gegenphasige Spannungen an Gitter und Anode führt. Die geringe Abhängigkeit der Empfindlichkeit der Fotozelle allein von der Netzspannung war schon erwähnt worden.

Schließlich werden in Abb. 3 zu der mittleren Empfindlichkeitskurve Streuungen angegeben, in denen alle Fertigungs- und Alterungstoleranzen der Röhren berücksichtigt sind. In dem Bereich zwischen der oberen und der unteren Grenze ist insbesondere die Abnahme der Empfindlichkeit der Fotozelle infolge Alterung berücksichtigt, wobei in den angegebenen Grenzen insgesamt eine Abnahme auf 50% des Anfangswertes erfaßt ist.

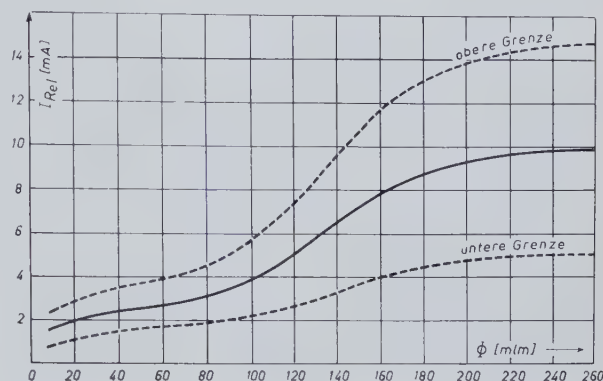


Abb. 3. Streuung der Kennlinie  $I_{\text{Rel}} = f(\Phi)$  unter Berücksichtigung aller Fertigungs- und Alterungstoleranzen der Röhren und der Fotozelle

Der Arbeitspunkt auf der Empfindlichkeitskurve ist weitgehend abhängig von der Wahl eines geeigneten Relais. Entsprechend den jeweils gegebenen Belichtungsverhältnissen ist ein Relais mit einem Abfallstrom zu wählen, der unter Berücksichtigung der Streugrenzen in einem möglichst steilen Ast der Kurve liegt, um ein scharf definiertes Abfallen sicherzustellen. Andererseits ist zu großen Belichtungen hin eine Grenze durch den zugehörigen Anzugstrom gegeben. Mit wirtschaftlich tragbarem Aufwand ist hierbei ein Verhältnis von Anzug- zu Abfallstrom  $I_{\text{an}}/I_{\text{ab}} = 1,5$  kaum zu unterschreiten. Schließlich muß noch die Abhängigkeit des Anzugs- und Abfallwertes von der Anzahl der Relaiskontakte berücksichtigt werden.

Für die Messungen wurde ein Relais mit  $R_{\text{Rel}} = 11 \text{ kOhm}$  und 40000 Windungen 0,06 CuL verwendet. Mit drei Kontaktsätzen lag sein Anzugswert bei  $I_{\text{an}} = 4 \text{ mA}$  und das Verhältnis  $I_{\text{an}}/I_{\text{ab}}$  bei 2. Nach Abb. 3 entspricht diesem Strom zum Ansprechen im Betriebszustand eine Belichtung von mindestens 100 mml. Für eine Anordnung an der unteren Grenze erhöht sich dieser Wert auf mindestens 160 mml, der von einer Ölflamme durchaus zu erwarten ist. Eine Anordnung an der oberen Grenze spricht dann bereits oberhalb von 62 mml an.

Sobald nun die Belichtung 20 mml ( $I_{\text{ab}} = 2 \text{ mA}$ ) unterschreitet, also die Ölflamme erlischt, fällt das Relais ab, und der Ruhekontakt betätigt die Alarmeinrichtung. Eine Anordnung an der unteren Grenze gibt — immer das gleiche Relais vorausgesetzt — dann sogar schon bei Unterschreitung von 86 mml Alarm.

Zu größeren Belichtungen hin biegt die Empfindlichkeitskurve in die Horizontale ab. Damit wird verhindert, daß der zulässige Anodenstrom der E 81 L überschritten wird. Selbst bei voller Belichtung mit etwa 280 mml werden an der oberen Grenze maximal nur 14,6 mA erreicht.

Belichtungen der Fotozelle 90 CV mit mehr als etwa 300 mml sind zu vermeiden, da dann der maximal zulässige Katodenstrom der 90 CV von  $I_{k \text{ max}} = 7,2 \mu\text{A}$  überschritten wird.

Wird ein Relais mit kleinerem Widerstandswert verwendet, so ist die Anpassung durch Einschaltung entsprechender Serienwiderstände in die Anodenleitung leicht zu erreichen.

Um ein Flattern des Relais bei dem 50-Hz-Betrieb zu verhindern, ist dieses mit einem Kondensator  $C_1$  (4  $\mu\text{F}$ ) überbrückt. Die gesamte Schaltung ist nach etwa 20 s, die zum Aufheizen der Verstärker röhren notwendig sind, betriebsbereit.

# Neuartiges Ultraschall-Impulsgerät für die Betonprüfung

DK 620.179.16:691.32

Seit mehr als zwanzig Jahren ist es bekannt, homogene Werkstoffe, besonders Metalle, unter Anwendung von Ultraschall zu prüfen. Das Prüfverfahren beruht darauf, daß selbst allerfeinste Haarrisse die Ultraschallwellen sehr stark reflektieren. Meistens erfolgt die Messung nach dem Echot-Verfahren [1, 2] mit Frequenzen von einigen MHz. Dabei werden die reflektierten Schallimpulse auf dem Schirm einer Braunschen Röhre sichtbar gemacht.

Meßverfahren dieser Art versagen jedoch, wenn man Beton oder andere inhomogene Werkstoffe untersuchen will; denn durch das grobe Gefüge werden die Schallwellen um so mehr zerstreut, je kleiner ihre Wellenlänge ist. Außerdem ist die Reichweite hochfrequenter Schall-schwingungen sehr gering.

Um nennenswerte Reichweiten zu erzielen, ist man bei Beton auf so niedrige Frequenzen angewiesen, daß die Schallwellenlänge größer als die Korngröße der dem Beton zugeführten Beimengungen ist. Mit diesen verhältnismäßig (einige cm) langen Wellen kann man zwar keine kleinen Fehler nach dem Reflexionsprinzip entdecken. Dafür ist es aber möglich, aus der Schalllaufzeit und der übertragenen Schall-amplitude wertvolle Ergebnisse über die Eigenschaften bzw. die Beschaffenheit des untersuchten Betons zu gewinnen. Auch für solche zerstörungsfreie Betonprüfungen sind bereits Meßapparaturen entwickelt worden, die jedoch zumeist im Aufbau verhältnismäßig kompliziert sind (soweit sie nicht nach dem weniger geeigneten Resonanz-verfahren arbeiten). Zur Anzeige der empfangenen Schallwellen werden ausschließlich Braunsche Röhren benutzt, wobei die Auswertung der komplizierten Schwingungsvorgänge mühsam ist und Spezialkenntnisse erfordert.



Abb. 1. Ultraschall-Impulsgerät

Das hier zu behandelnde Ultraschall-Impulsgerät (Abb. 1) zeichnet sich dadurch aus, daß es bei ihm möglich ist, die Schalllaufzeit, d. h. die vom Aussenden bis zum Empfangen des Sendepulses verstrichene Zeit, direkt auf einem großen Zeigerinstrument abzulesen.

## 1. Beschreibung des Gerätes

Das Ultraschall-Impulsgerät besteht aus zwei getrennten Teilen, dem Sender und dem Empfänger (Abb. 2). Der Sender gibt kurze elektrische Impulse in Abständen von  $\frac{1}{50}$  s auf einen piezoelektrischen Schwinger S, der mit Hilfe eines Schallübertragungsmittels an das zu prüfende Betonstück angekoppelt wird. Gleichzeitig gibt der Sender „Vergleichsimpulse“ über eine direkte Leitung an den Empfänger. Dem Sendeschwinger gegenüber wird in gleicher Weise ein Empfangsschwinger E am Betonkörper befestigt, der die empfangenen Schallimpulse wieder in elektrische Impulse umwandelt und dem Verstärker des Empfangsgerätes zuführt. Hier erfahren die Schallimpulse eine Verstärkung von über 100 dB. Wird der Bereichsschalter des Emp-

fangsgerätes auf „A“ gestellt, so wird die mittlere Empfangsamplitude auf dem Zeigerinstrument angezeigt. Aus der Amplitude kann man Rückschlüsse auf die Rissebildung des zu untersuchenden Betons ziehen. Schaltet man den Bereichsschalter jedoch auf 1, 2, 3 oder 4, so wird die Schalllaufzeit direkt in Mikrosekunden angegeben, wobei die Maximalausschläge 100, 300, 1000 und 3000  $\mu$ s sind. Störende

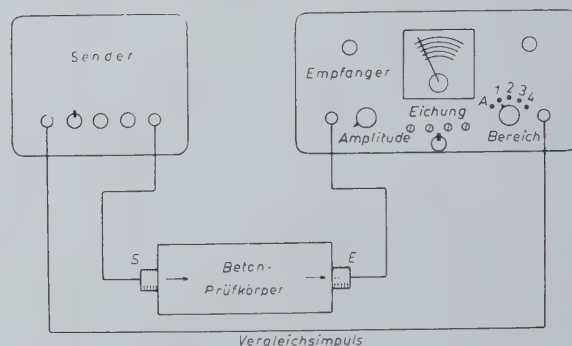


Abb. 2. Untersuchung eines Probekörpers mit dem Ultraschall-Impulsgerät

Reflexionsimpulse, die z. B. von den Begrenzungsflächen der Probekörper herrühren, werden dadurch unterdrückt, daß jeweils nur der erste am Empfänger auftretende Schallimpuls für die Anzeige ausgenutzt wird. Alsdann bleibt das Empfangsgerät bis zum Eintreffen des neuen Vergleichsimpulses gesperrt. Aus den Schalllaufzeiten kann man die Schallgeschwindigkeit sowie den Elastizitätsmodul und die Druckfestigkeit ebenfalls zerstörungsfrei ermitteln.

## 2. Elektrische Schaltung

Der Sender enthält ein Thyatron-Kippgerät, das vom Netz synchronisiert wird. Die Sendepulse werden durch eine im C-Betrieb arbeitende Pentode verstärkt.

Der Empfänger enthält einen dreistufigen Breitbandverstärker. Seine Ausgangsspannung wird im Punkte A einem elektronischen Relais zugeführt, das aus zwei in Flip-flop-Schaltung arbeitenden Pentoden V1 und V2 besteht (Abb. 3). Der negative Vergleichsimpuls, der vom Sender kommt, gelangt im Punkte B an das elektronische Relais. Im Ruhezustand ist die Röhre V2 stromführend. Sie hat daher nur etwa 100 V Anodenspannung. Durch den negativen Vergleichsimpuls an ihrem Gitter wird die Röhre V2 jedoch gesperrt. Ihre Anodenspannung steigt auf etwa 250 V. Beim Eintreffen des Empfangsimpulses wird V2 über V1 wieder geöffnet. Die Anodenspannung sinkt erneut. Ebenso wie die Anode von V2 wird auch das Gitter der Röhre V3, das normalerweise durch eine hohe negative Spannung blockiert ist,

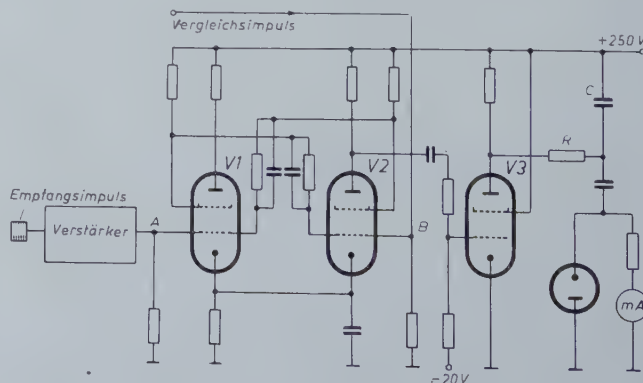


Abb. 3. Prinzipschaltung des Empfängers im Ultraschall-Impulsgerät

während der Schalllaufzeit positiv. Je länger also die Schalllaufzeit ist, desto weiter kann sich der umschaltbare Kondensator  $C$  über den Ladewiderstand  $R$  und die Röhre  $V3$  periodisch negativ aufladen. Die Spannung am Kondensator  $C$ , die also eine Funktion der Schalllaufzeit ist, wird durch ein Röhrenvoltmeter gemessen. Das Anzeigegerät kann deshalb direkt in Mikrosekunden geeicht werden. Wenn man sich auf eine bestimmte Länge der zu untersuchenden Prüfstücke festlegt, ist es sogar möglich, die Schallgeschwindigkeit und den E-Modul mit auf der Skala des Meßinstrumentes einzueichen, so daß auch diese Werte direkt abgelesen werden können.

Da bei einem Laufzeitmeßgerät der beschriebenen Art besonders hohe Anforderungen an die Spannungskonstanz gestellt werden müssen, ist der Netzteil stabilisiert.

### 3. Auswertung der Meßergebnisse

Aus den Schalllaufzeiten, die von dem Zeigerinstrument abgelesen werden, kann man leicht die Schallgeschwindigkeit des untersuchten Materials nach der Beziehung  $v = s/t$  bestimmen. Der Elastizitätsmodul ergibt sich aus der bekannten Beziehung

$$E = v^2 \cdot \rho$$

( $\rho$  = Materialdichte). Die Festigkeit des Betons ist direkt vom E-Modul abhängig und kann nach Chefdeville [9] zu

$$W_b = \frac{E^2}{c^2}$$

bestimmt werden, wobei die Konstante  $c$  im Mittel 20000 ist.

Ohne große Rechnung kann jedoch bereits im voraus gesagt werden, daß in Betonsorten großer Festigkeit Schallgeschwindigkeiten in der

Größenordnung von 4 km/s und mehr auftreten, während minderwertige Betonsorten nur Schallgeschwindigkeiten um 2 km/s zulassen.

### 4. Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß es mit dem Ultraschall-Impulsgerät möglich ist, die Materialkonstanten von Kunststoffen und Gießharzen usw. zu bestimmen. Abbildungs- und Aushärtungsprozesse lassen sich laufend verfolgen.

### Schrifttum

- [1] Krautkrämer, J. u. H.: Werkstoffprüfung mit Ultraschall nach dem Echolotverfahren. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 6, S. 238—241
- [2] Krautkrämer, H.: Elektronische Hilfsgeräte bei der Ultraschall-Werkstoffprüfung. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 4, S. 94—95
- [3] Leslie, J. R., u. Cheesman, W. J.: An Ultrasonic Method of Studying Deterioration and Cracking in Concrete Structure. Proc. amer. Concrete Inst. Bd. 45 (1950) S. 17
- [4] Wenzel, K.: Diss., Braunschweig 1950
- [5] Eisenmann, K.: Untersuchung der Rissebildung des Betons mit Ultraschall. Beton u. Stahlbetonbau Bd. 46 (1951) S. 19—20
- [6] Wesche, K.: Betonprüfung mit Hilfe von Ultraschall. Beton- u. Stahlbetonbau Bd. 48 (1953) S. 116—119
- [7] Steinkamp, G.: Diss., Braunschweig 1953
- [8] Eisenmann, K., u. Steinkamp, G.: Messung der Tiefen und Weiten von Betonrissen mittels Ultraschall. Beton- u. Stahlbetonbau Bd. 49 (1954) S. 36 bis 38
- [9] L'Hermite, Chefdeville u. Dawance: L'auscultation dynamique du béton. Ann. Inst. techn. Bât. & Trav., Paris, Juli/Aug. 1950
- [10] Auscultation dynamique des ouvrages en béton. Mesures & Contrôle ind. Bd. 20 (1955) Nr. 217, S. 427—429

## Geräte für bewegliche und feste Funkdienste

Ein Bericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1956

DK 621.396.93

### Kleinfunkgeräte

Die Bedeutung der vorzugsweise im UKW-Gebiet arbeitenden Kleinfunkgeräte hat in den letzten Jahren mehr und mehr zugenommen. Entsprechend dem jeweiligen Verwendungszweck entstanden den besonderen Bedingungen angepaßte Spezialausführungen, aus denen sich zwei Gruppen herauskristallisieren: für den Einbau in Fahrzeuge bestimmte Stationen und leichte, tragbare Hand-Funksprechgeräte. Entsprechend den jeweiligen Funkdiensten werden an Kleinfunkgeräte oft Sonderbedingungen gestellt, die wegen der im allgemeinen nur kleinen Serien einen verhältnismäßig hohen Preis bedingen würden. Es ist deshalb nicht erstaunlich, daß zahlreiche Firmen dazu übergegangen sind, diese Geräte aus einzelnen Bausteinen, die immer wiederkehren und demzufolge in größeren Stückzahlen und damit rationell gefertigt werden können, zusammenzusetzen.

So ist z. B. Philips mit dem „Mobilofon“-Funksprechgerät, Baureihe 300, ein entscheidender Schritt in dieser Richtung gelungen. Charakteristisch für diese Baureihe ist die weitgehende Unterteilung des Chassis in Baueinheiten, die jeweils den technischen Gegebenheiten entsprechend auf einen stets einheitlich breiten Montagerahmen ohne Steckverbindungen zusammengefügt werden. Nur die Länge dieses Rahmens ändert sich je nach Anzahl und Breite der Baueinheiten. Die Sender arbeiten normalerweise mit Phasenmodulation, um höchste Frequenzkonstanz zu erreichen. Falls Frequenzmodulation gefordert wird, z. B. im Landstraßen- und Hafenfunk, ist zusätzlich ein Hubvielfacher-Mischzusatz lieferbar, der bei 300 Hz Modulationsfrequenz noch einen Hub von 15 kHz im 40-MHz-Band ermöglicht. Die Endstufe ist im allgemeinen mit der Doppeltetrode Q QE 03/20 bestückt und für eine Ausgangsleistung von 15 W im 40-, 80- und 160-MHz-Bereich ausgelegt. Die Senderendstufe läßt sich für Kommandozwecke als 15-W-Kraftverstärker umschalten und erreicht unter Verwendung eines Druckkammer-Lautsprechers eine einwandfreie Sprachverständlichkeit bis auf 200 m Entfernung.

Technisch bemerkenswert beim „Mobilofon“ ist das neue „Selekehr“-Rufverfahren, das gewisse Vorzüge des bisherigen Selektiv-Rufverfahrens beibehält, jedoch billiger ist. Der Anruf der Zentrale oder eines Fahrzeugs erfolgt offen, die Gesprächsabwicklung jedoch nur zwischen Zentrale und gerufenem bzw. rufendem Fahrzeug. Die Abschaltung der nicht mithör-

berechtigten Teilnehmer erreicht man durch Ausstrahlen einer besonderen Tonfrequenz, die die NF-Verstärker der übrigen auf dem benutzten Kanal empfangsbereiten Stationen sperrt; gleichzeitig zeigt dort ein rotes Warnlicht den Sperrzustand an. Legt die Zentrale den Handapparat auf, dann entsperrt eine zweite, automatisch ausgestrahlte Tonfrequenz alle Empfänger dieses Kanals.

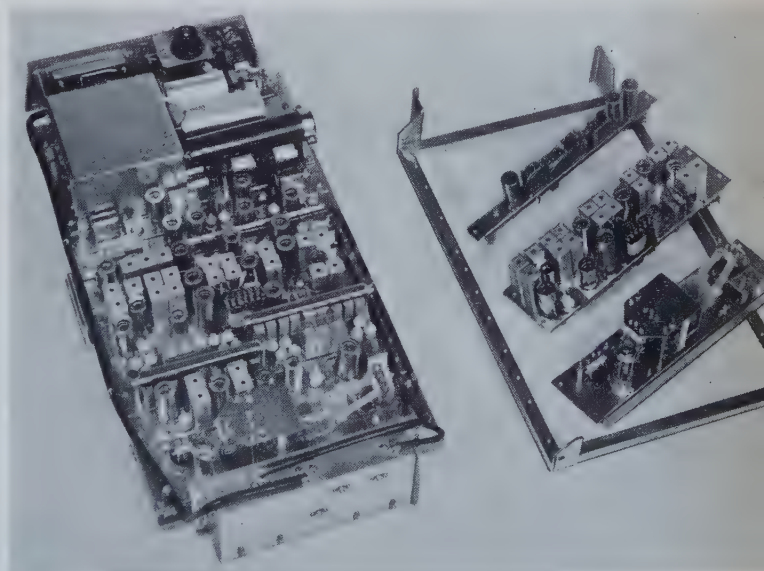


Abb. 1. Aus weitgehend unterteilten serienmäßig gefertigten Baueinheiten lassen sich bei den Philips-„Mobilofon“-Funksprechgeräten der Baureihe 300 schnell und rationell Geräte, die Sonderbedingungen der verschiedenen Funkdienste (z. B. Rangierfunk, Hafenfunk usw.) erfüllen müssen, zusammenstellen

Die Frequenzstabilität des Empfängers ist besser als  $1,5 \cdot 10^{-6}$ , die Empfindlichkeit besser als  $0,5 \mu\text{V}$  bei 20 dB Störabstand. Die Trennschärfe, bezogen auf 50 kHz Kanalabstand, ist 100 dB. Der Sender hat die gleiche Frequenzstabilität und gestattet, den Hub bis  $\pm 25 \text{ kHz}$  in einem Modulationsfrequenzbereich von 300 bis 3000 Hz abzugleichen. Die Nebenwellendämpfung ist besser als 80 dB, die Oberwellendämpfung besser als 60 dB.

Gleichfalls für den beweglichen Einsatz ist die FM-UKW-Kommando-Funksprechanlage „Fu G 7“ von *Telefunken* mit einem 15-W-Sender im Frequenzbereich 75,275...87,525 MHz bestimmt. Die Anlage ist für Wechselsprechverkehr mit Auswahl bis zu 100 Einzelfrequenzen oder für Gegensprechverkehr mit Auswahl bis zu 50 Frequenzpaaren bestimmt. Der Sender arbeitet mit Frequenzmodulation (F3 und F2 mit 1750 Hz) und automatischer Hubbegrenzung bei  $\pm 15 \text{ kHz}$ . Der Klirrfaktor bei  $\pm 10 \text{ kHz}$  Hub über Strecke ist etwa 7%. Auch bei dieser Anlage ist der Senderverstärker als NF-Verstärker für den Kommando-Lautsprecher bei einer Sprechleistung von 10 W (Klirrfaktor 7%) umschaltbar. Der im gleichen Frequenzbereich wie der Sender arbeitende Empfänger hat eine Empfindlichkeit von besser als  $5 kT_0$  und bei 50 kHz Kanalabstand eine Nahselektion von 100 dB. Er arbeitet mit einer ersten ZF von 9,8 MHz und einer zweiten ZF von 1,9 MHz und hat eine Spiegelfrequenzselektion von 70 dB. Die NF-Ausgangsleistung bei  $\pm 15 \text{ kHz}$  Hub ist 0,8 W.

Bei der *TeKaDe*-Funksprechanlage „B 70“ war es durch Verwendung indirekt geheizter Subminiaturröhren möglich, das Gewicht und den Stromverbrauch wesentlich zu verringern. Das Gerät enthält nur vier verschiedene Röhrentypen, wodurch die Lagerhaltung der Ersatzröhren erleichtert wird. Das komplette Funksprechgerät ist in einem einzigen Gehäuse eingebaut und läßt sich an beliebiger Stelle im Fahrzeug unterbringen. Lediglich das Bediengerät, das auch den Quarzoszillator mit Quarzen und Kanalschalter enthält, muß in Reichweite des Bedienenden befestigt werden. Die Funksprechanlage „B 70“ arbeitet mit acht Kanälen



Bediengerät für die TeKaDe-Fahrzeugstation „B 70“

in 50 kHz Kanalabstand im Frequenzbereich 156...174 MHz mit Frequenzmodulation (F3, Frequenzhub  $\pm 15 \text{ kHz}$ ) im Duplex- und nach Einbau eines Konverters auch im Simplexbetrieb, mit einer Senderleistung von rund 10 W an 60 Ohm. Die Empfängerempfindlichkeit ist besser als  $0,7 \mu\text{V}$ , die Ansprechschwelle der Krachsperrung rund  $0,5 \mu\text{V}$ .

Für Duplex- oder Simplexverkehr im 2-m- bzw. 4-m-Band zeigte *Hagen* die UKW-Funksprechgeräte „USE 102“ (2-m-Band) und „USE 124“ (4-m-Band). Um eine Fernbedienung zu ermöglichen, sind die Bedienelemente für Betriebsart, Kanalwahl und Modulation in einem durch Vielfachkabel mit dem Funksprechgerät verbundenen Bediengerät untergebracht. Der Sender „USE 102“ gibt 10 W, der Sender „USE 124“ 12 W Antennenleistung an 60 Ohm bei einer Oberwellendämpfung  $> 60 \text{ dB}$  und einer Nebenwellendämpfung  $> 80 \text{ dB}$  ab. Die Frequenzmodulation erfolgt mit einem Gegentakt-Phasenmodulator mit NF-Vorverzerrung bei einem automatisch begrenzten Frequenzhub von max.  $\pm 15 \text{ kHz}$ . Der dreistufige Modulationsverstärker mit Dynamikpression enthält gleichzeitig den Rufgenerator (1750 Hz) mit Relais-tastung. Der zugehörige Empfänger hat bei 26 dB Rauschabstand  $0,3...0,7 \mu\text{V}$  Empfindlichkeit und eine Spiegel- und Nebenwellenselektion  $> 70 \text{ dB}$ . Insgesamt verfügt der Empfänger über 22 Abstimmkreise, davon sind 15 temperaturkompensiert. Die erste ZF beim „USE 102“ bzw. „USE 124“ ist 85 bzw. 46 MHz, die zweite ZF 10 bzw. 6 MHz und die dritte ZF 1,62 MHz (4 Stufen, davon 2 Begrenzerstufen). Die abschaltbare automatische Rauschsperrung ist zwischen 0,5 und  $20 \mu\text{V}$  einstellbar.

Eine Sonderstellung unter den UKW-Geräten nimmt die UKW-Alarmanlage „AL 54“ von der *Continental-Rundfunk GmbH* ein. Sie dient zur stillen Alarmierung der freiwilligen Grubenwehr, die es beispielsweise im Ruhrgebiet auf jeder selbständigen Schachtanlage gibt. Auf der Schachtanlage *Heinrich Robert* in Heringen wurde diese Anlage im September 1954 zum ersten Mal in Betrieb genommen. Die Alarmanlage besteht aus Sender mit Antenne, Fernbediengerät und den in den Wohnungen der Grubenwehrmitglieder aufgestellten Empfängern. Der Sender arbeitet auf 32,55 MHz mit einer Antennenleistung von etwa 3 W. Die quarzgesteuerte erste Senderstufe arbeitet auf die Verdopplerstufe, die direkt die amplitudenmodulierte Leistungsstufe aussteuert. Die für das Selektivverfahren benötigten beiden Tonfrequenzen erzeugt ein Zweitongenerator. Bei Netzausfall schaltet die Anlage selbsttätig auf eine Not-

stromversorgung um. Im Alarmfalle genügt das Drücken einer Ruttaste, um bei den Empfangsstellen das Signal auszulösen. Die Empfangsgeräte (Netzanschluß) arbeiten mit einer etwa 1,5 m langen Litze als Antenne, die sich unauffällig an der Wand unterbringen läßt. Das Gerät hat keinerlei Bedienungsknöpfe. Die nach der Demodulation gewonnenen beiden Tonfrequenzen gelangen nach Verstärkung über zwei Tonsiebe an zwei Relais, die nur bei gleichzeitigem Ansprechen den Stromkreis für die Alarmhupe schließen. Dadurch ist sichergestellt, daß das Alarmsignal nur auf das zugewiesene Selektivrufpaar anspricht.

Das Fahrzeugfunkgerät mit Selektivruf „SEM 7-80 GS 2“ von *Lorenz* arbeitet mit bis zu acht Festfrequenzen mit einem Frequenzabstand von 50, 100 oder 150 kHz im Bereich von 68 bis 87,5 MHz mit den Modulationsarten F3 und F2 ohne Pre- und Deemphasis mit max. 15 kHz Frequenzhub und Hubbegrenzung in dem Modulationsfrequenzbereich 300...3000 Hz. Der 15-W-Sender hat bei 10,5 kHz Hub und 1 kHz Modulationsfrequenz 3% Klirrfaktor,  $\geq 100 \text{ dB}$  Nebenwellenschwächung und  $\geq 60 \text{ dB}$  Oberwellenschwächung. Für 20 dB Rauschabstand hat der Empfänger eine Empfindlichkeit von  $0,6 \mu\text{V}$  ( $kT_0$ -Wert  $\leq 7$ ), für 40 kHz Abstand eine Selektion  $> 80 \text{ dB}$  und für 50 kHz Abstand  $> 100 \text{ dB}$  bei einer Spiegelwellen- und Nebenwellenabschwächung  $> 70 \text{ dB}$ . Der Selektivrufzusatz ist für 45er- und 80er-Rufsystem verwendbar und verwendet für Sammelruf die Frequenzen 1750 oder 2130 Hz. Die Rufziffern sind durch steckbare Ruffilter austauschbar.

Unter den tragbaren Funksprechgeräten sah man in Hannover im wesentlichen die schon bekannten Ausführungen, z. B. von *Telefunken* die „Teleport“-Geräte, von *Lorenz* das UKW-Funksprechgerät „KL 4“ und den UKW-Handfunksprecher „KL 9“, von *Himmelwerk AG* das „Fu G 500“ und von *Brown, Boveri & Cie.* die im Frequenzbereich 30...500 MHz arbeitenden Typen der Serie „RT 5“.

### Geräte für kommerzielle Funkdienste

In der kommerziellen Funktechnik gewinnen heute Richtfunkanlagen immer mehr an Bedeutung. Alle einschlägigen Firmen zeigten deshalb im Modell oder auch z. T. in Originalausführung Geräte für diese Technik. So stellte z. B. *Brown, Boveri & Cie. AG* erstmalig eine Mehrkanal-Richtfunkanlage aus. Die impulsmodulierte 23-Kanal-Anlage arbeitet im Wellenbereich um 15 cm. Die Endstelle umfaßt vier Einzelschränke: Sender-Empfänger, Kanalsammler (Modulator), Kanalverteiler (Demodulator) und Stromversorgung. Die Technik dieser Anlage ist vor allem dadurch gekennzeichnet, daß Sender, Empfänger und Antennenfilter über einen Bereich von 300 MHz nach geeichten Skalen durchstimmbare sind. Als Senderöhre wird der Turbator, ein von *BBC* entwickeltes Magnetron, verwendet, das sich durch besondere Frequenzstabilität, leichte Austauschbarkeit und hohe Lebensdauer auszeichnet.

Eine Endstelle der impulsphasenmodulierten Mehrkanal-Richtfunkanlage für drei Rundfunk- und elf Gesprächskanälen („PPM 24 R/2200“), wie sie u. a. auch für das österreichische Rundfunkübertragungsnetz verwendet wird, sah man bei *Telefunken*. Daneben waren auf dem neuen Stahlbeton-Messturm zwei von *Telefunken* gelieferte PPM-Anlagen mit je 23 Kanälen für drahtlose Telefonie vom Messegelände zur Hauptpost Hannover-Stadt in Betrieb.

Für den kommerziellen Funkbetrieb zeigte *Telefunken* weiterhin den 400-W-Grenz- und Kurzwellensender „S 237“ (1,5...20 MHz), dessen besondere Merkmale die kontinuierlich durchstimmbare Steuerstufe hoher Genauigkeit in quarzgebundener Schaltung und die Frequenzanzeige durch die Zahlen eines Zählwerkes sind. Die Frequenztoleranz ist hier  $3 \cdot 10^{-6} \pm 200 \text{ Hz}$ , die Einstellgenauigkeit besser als 100 Hz. Der Sender ist für die Betriebsarten A1, A2, A3, F1 (sowie A3 + F1 gleichzeitig) verwendbar und gibt an den Antennenkreis bei A1, A2, A3 etwa 400 W und bei F1 etwa 375 W, jeweils umschaltbar auf etwa 10% der Leistung, ab.

Der Langwellen-Mittelwellen-Verkehrsempfänger „E 108 Lw/4“ ist im Frequenzbereich 10...1800 kHz für die Betriebsarten A1, A2, A3 (ab 150 kHz), A4/F4 (Bildfunk) und in Verbindung mit dem Fernschreiber-Tastgerät „Tg Fs 127“ auch für F1 verwendbar. Ebenso läßt sich mit diesem Empfänger das Einkanal-Einseitenbandgerät „BP 102“ verwenden. Der Frequenzbereich ist in 6 Teilbereiche mit Überlappung unterteilt. Bestückung: 16 Röhren und zwei Stabilisatoren. Die ZF-Bandbreitenregelung erfolgt über zwei schaltbare Quarzfürter mit den Bandbreiten  $\pm 100 \text{ Hz}$ ,  $\pm 500 \text{ Hz}$ ,  $\pm 1500 \text{ Hz}$  und  $\pm 4500 \text{ Hz}$ . Die Spiegelfrequenzselektion ist  $> 70 \text{ dB}$ , die ZF-Durchschlagfestigkeit  $> 80 \text{ dB}$ . Die Kreuzmodulation ist äußerst gering. Im ungünstigsten Fall ruft am 60-Ohm-Eingang bei 20 kHz Abstand von der Bandmitte ein bis zu 50% modulierter Störsender eine Kreuzmodulation von 10% hervor. Das Verhältnis Störsignal zu Nutzsignal kann dabei bei 60 dB und die Störsender-EMK bis 50 mV betragen. Die Genauigkeit des eingebauten Eichoszillators ist besser als  $1 \cdot 10^{-6}$ . Ein abschaltbarer NF-Störbegrenzer begrenzt im ausgeregelten Zustand des Empfängers bei A1 ständig und bei A3 etwa ab 90% Modulation.

Der Kurzwellenempfänger „E 127 Kw/4“ ist für dieselben Betriebsarten wie der vorstehend erwähnte Empfänger verwendbar, jedoch zusätzlich in Verbindung mit dem Fernschreiber-Tastgerät „Tg Fs 127“ auch noch

Ein umfangreiches Röhren-Programm zur Lösung von Aufgaben der industriellen Elektronik

**ROBUST**  
**RATIONELL**  
**RAUMSPAREND**

Für den Aufbau  
elektronischer Steuerungen  
stehen außerdem zur Verfügung:  
Phasenverstellglied  
Gittervorspannungseinheit  
Impulstransformator u. a.

# AEG

## ELEKTRONIK

### Technische Röhren

#### Thyratrons mit Glühkathode

Typ	ASG *** 5121	ASG ** 5017	ASG ** 5023	ASG ** 6011	ASG ** 5044 B	ASG *** 5544	ASG ** 5045 B	ASG *** 5545	ASG ** 5155 A
Heizspannung	V 6,3	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Heizstrom	A 0,6	7	7	9	12	12	21	21	34
Sperrspannung									
Scheitelwert	kV 1,3	2,5	5,0	1,25	1,25	1,4	1,5	1,4	1,4
Kathodenstrom									
Scheitelwert	A 0,5	4	2	20	30	40	40	80	150
Mittelwert	A 0,1	1	0,5	1,5	2,5	3,2	3,2	6,4	12,5

\*) Quecksilberdampf-füllung    \*\*) Mischfüllung    \*\*\*) Edelgasfüllung

#### Thyratrons mit kalter Kathode

Typ	ASG OA 4	ASG 5823	ASG 5823 A
Betriebs- spannung	V <sub>eff</sub> 110	110	220
Kathodenstrom			
Scheitelwert	A 0,1	0,1	0,1
Mittelwert	A 0,025	0,025	0,025

#### Hochvakuum - Ventile

Typ	V 30/1	V 30 81	V 80 1001 h	V 125/801 tök	V 150 502 prä	V 150 801 tö	V 160 801 töt
Heizspannung	V 2	8,5	16,5	16,5	12,5	17,5	6,5
Heizstrom	A 1,15	2,75	8,1	8,1	7,3	7,75	6
Sperrspannung							
Scheitelwert	kV 30	30	80	125	150	150	160
Kathodenstrom							
Mittelwert	mA 0,5	15	75	50	12	50	50

#### Gleichrichter-Röhren

Typ	AG 866 A	AG 872 A	AG 8008	AG 575 A	AG 869 B
Heizspannung	V 2,5	5	5	5	5
Heizstrom	A 5	7	7	10	19
Sperrspannung					
Scheitelwert	kV 10	10	10	10	15
Kathodenstrom					
Scheitelwert	A 1	5	5	7	6
Mittelwert	A 0,25	1,25	1,25	1,75	1,5

\*) Höhere Belastungswerte auf Anfrage

#### Ignitrons

Typ	J 10/ 1000/1 GI	AJ 5101	AJ 5102	AJ 5551	AJ 5552	AJ ** 6346	AJ ** 6347
Sperrspannung							
Scheitelwert	kV 15	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
Kathodenstrom							
Scheitelwert	A 1000 *)	200	1400	2400	4500	2400	4500
Mittelwert	A 1	1	50	56	150	56	150

\*) Höhere Belastungswerte auf Anfrage    \*\*) Wasserspar-Ignitron

#### Photozellen

Typ	
Fz 11 V, Fz 21 V Fz 9011 V*)	Vakuumzellen, blauempfindlich
Fz 11 G, Fz 21 G Fz 9011 G*)	Edelgaszellen, blauempfindlich
Fz 12 V, Fz 9012 V*) Fz 12 G, Fz 9012 G*)	Vakuumzellen, rottempfindlich Edelgaszellen, rottempfindlich

\*) Miniaturausführung

#### Spannungs-Stabilisatoren

Technische Werte auf Anfrage

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

für F3. Der Frequenzbereich 1,5...30,1 MHz ist in fünf Bereiche mit Überlappung unterteilt. Die Empfindlichkeit bei 10 dB Störabstand ist besser  $10\text{ kT}_0$ , die Frequenzkonstanz besser als  $2 \cdot 10^{-5}/^\circ\text{C}$ . Infolge der sorgfältigen Auslegung aller Stufen ist zwischen 15 und  $25^\circ\text{C}$  Raumtemperatur nach zwei Stunden Betrieb die Treffsicherheit bei 30 MHz besser als  $\pm 10\text{ kHz}$ . Auch dieser Empfänger hat für die ZF-Bandbreitenregelung zwei schaltbare Quarzfilter ( $\pm 100\text{ Hz}$ ,  $\pm 500\text{ Hz}$ ,  $\pm 1500\text{ Hz}$ ,  $\pm 3000\text{ Hz}$ ).

Eine transportable Sende-Empfangs-Anlage für den Frequenzbereich 2...12 MHz ist die für den beweglichen Funkdienst sowie zum Einbau in Kraft- und Seefahrzeuge bestimmte *Telefunken*-Anlage „AN-GRC-9-GY“ für die Betriebsarten A1, A2, A3. Im Wechselverkehr erfolgt die Umschaltung der Antenne über ein durch die Morse- bzw. Sprechstaste gesteuertes Relais. Der Sender arbeitet mit quarzstabilisierten Frequenzen oder mit freischwingendem Sendersender mit Verdoppler und anschließendem Leistungsverstärker. Der zugehörige Empfänger ist ein 7-Röhren-Überlagerungsempfänger mit einer Empfindlichkeit für 10 mW Ausgangsleistung und 10 dB Rauschabstand bei A1 von besser als  $3\text{ }\mu\text{V}$  und besser als  $6\text{ }\mu\text{V}$  bei A3. Mit dem eingebauten Quarzoszillator ist eine Eichung in Abständen von 200 kHz möglich. Die Stromversorgung erfolgt für Fahrzeugbetrieb aus der 6-, 12- oder 24-V-Batterie bzw. für Geländebetrieb aus einem Handdrehgenerator, der ein geregelter Hoch- und Niederspannungsgenerator mit getrennten Wicklungen auf einem Anker ist. Als Antennen lassen sich zwei Drahtantennen von je 37,5 m Länge oder eine aus fünf Rohrelementen zusammenschraubbare Stabantenne von 4,6 m Länge verwenden.

Zwei Spezialempfänger für Langwellen-Telegrafie zeigte *Siemens*. Das Modell „LTE-A1“ (45...145 kHz) ist ein Überlagerungsempfänger, der mit einer ZF von 19 kHz arbeitet. Der HF-Teil besteht aus einer abstimmbaren HF-Vorverstärkerstufe und einer Mischstufe mit getrenntem, durch Quarz stabilisiertem Oszillator. Zur Erhöhung der Spiegelselektion liegt zwischen Vor- und Mischstufe ein zweikreisiges, im Bereich von 45 bis 145 kHz abstimmbares Bandfilter, das jedoch nur bei Frequenzwechsel abgestimmt werden muß. Um Fehlbedienung zu verhindern, verzichtet man auf von außen zugängliche Einstellknöpfe. Die Abstimmung erfolgt getrennt für Antennenkreis und Bandfilter an zwei Skalenrädern im Inneren des Gerätes. Bei Frequenzwechsel muß auch der Schwingquarz des Oszillators ausgewechselt werden, dessen Eigenfrequenz stets 19 kHz über der Empfangsfrequenz liegt. Die ZF gelangt über ein Bandfilter von etwa  $\pm 500\text{ Hz}$  Bandbreite in einen dreistufigen ZF-Verstärker. Am Ausgang liegen die beiden Endschaltungen des Empfängers: eine Gleichstromstufe und ein Umsetzer für den Tonfrequenzgang. Zur Steuerung der Gleichstrom-Endstufe wird die ZF-Spannung gleichgerichtet und in einer RC-Kombination von Trägerresten befreit. Der Ausgangsstrom der Endstufe (20 mA) läßt sich an dem eingebauten Instrument überwachen. Für den Tonfrequenzgang wird das ZF-Signal in einem Ringmodulator mit der Ausgangsspannung eines 18-kHz-Oszillators auf eine Trägerfrequenz von 1000 Hz umgesetzt und in einem nachgeschalteten Tiefpaß von unerwünschten Modulationsprodukten befreit. Die Spiegelselektion des Empfängers ist  $> 60\text{ dB}$ , die Trennschärfe für 1 kHz Abstand des Störers 55 dB.

Während der Empfänger „LTE-A1“ für A1-Betrieb bestimmt ist, ist der ähnlich aufgebaute Empfänger „LTE-F1“ von *Siemens* für F1-Betrieb geeignet. Die Ausgangsspannung des dreistufigen ZF-Verstärkers (19 kHz, drei austauschbare Bandfilter von etwa  $\pm 130\text{ Hz}$ ,  $\pm 250\text{ Hz}$ ,  $\pm 500\text{ Hz}$  Durchlaßbandbreite) wird mit einem quarzstabilisierten Oszillator in eine zweite ZF von 1,9 kHz umgesetzt. Hinter einem Bandpaß zur Unterdrückung der Nebenwellen wandelt ein nichtlinearer Demodulator die frequenzmodulierten Zeichen in Gleichstromzeichen um, die eine Röhrendendstufe mit einem Ausgangsstrom von 20, 40 oder 60 mA zum Anschluß der Fernschreibmaschinen steuern.

Die neuen *Siemens-Hell*-Schreiber „GL“ und -Empfänger „L“ vereinigen die Einfachheit des *Siemens-Hell*-Systems mit den von Fernschreibern her bekannten Vorzügen des Start-Stop-Prinzips. Bei jedem Tastenschlag verschiebt ein Stromstoß den Papierstreifen, so daß man gegenüber der allgemein bekannten Ausführung nicht mehr an einen bestimmten Rhythmus beim Schreiben gebunden ist. Da außerdem die Höhenlage der Zeichenelemente auf dem Papier kontrolliert wird, braucht die Schrift nur noch einzeln aufgezeichnet zu werden. Beide Geräte arbeiten neuerdings wahlweise mit den Trägerfrequenzen 1000 oder 3000 Hz. Benutzt man nur die Frequenz 3000 Hz, dann kann man über dieselbe Leistung gleichzeitig das unter 2400 Hz liegende Frequenzband zum Fernsprechen ausnutzen.

Eine für die Fernschreibtechnik interessante Konstruktion zeigte *Lorenz*. Der Schreibblocher „Performat“ ist eine vollelektrische Schreibmaschine mit eingebautem Streifenlocher, der beim Schreiben eines Textes gleichzeitig nach dem internationalen Fernschreiber-Fünfer-Code mit dem eingebauten Locher einen Papierstreifen locht, der damit also ein Speicher für Fernschreibnachrichten, Buchungstexte oder Zahlenmaterial ist, das mit geeigneten Maschinen weiterverarbeitet werden kann. Der „Performat“ ist dabei so konstruiert, daß er jederzeit auch als normale elektrische Schreibmaschine verwendbar ist. An der linken Seite der wie eine Schreibmaschinentastatur aufgebauten Tastatur liegt ein Schalthebel zum Ein-

und Ausschalten des Lochers. In Stellung „Locher aus“ kann man alle Buchstaben des Tastenfeldes — groß und klein — sowie die Zahlen und Zeichen schreiben. In Stellung „Locher ein“ kann man — wie in der Fernschreibtechnik üblich — nur noch große Buchstaben und jene Zeichen schreiben und lochen, die das internationale Telegrafenalphabet Nr. 2 zuläßt. Die Lochstreifenrolle befindet sich hinter dem Schreibblocher in einer abklappbaren Kassette. Sie enthält einen Streifenvorrat für rund 100000 Zeichen, d. h. etwa 4 Stunden ununterbrochene Betriebszeit.

Speziell auf die Bedürfnisse des Schiffsfunks sind die Anlagen von *Hagenuk* zugeschnitten. Der Universalempfänger „UE 11“ ist ein Überlagerungsempfänger für den Frequenzbereich 100 kHz...30 MHz, dessen 10 Teilbereiche mittels Drucktasten wählbar sind. Eine Sondertaste schaltet die Seenotwelle (500 kHz) ein. Die Abstimmung des für A1-, A2- und A3-



Abb. 2. Eine Kombination von elektrischer Schreibmaschine und Lochstreifenschreiber ist der *Lorenz*-Schreibblocher „Performat“

Betrieb geeigneten Empfängers erfolgt über Grobtrieb 1:5 und über Feintrieb 1:64 und erreicht bei 100 kHz eine Einstellgenauigkeit von etwa 100 Hz bzw. bei 5 MHz von 2 kHz und bei 30 MHz von 5 kHz. Die Bandbreite ist in drei Stufen (3000, 700, 100 Hz) umschaltbar; bei Empfang der Seenotwelle ist sie etwa 16 kHz.

Der Seefunkempfänger „E 75“, ein 6-Röhren-Überlagerungsempfänger mit 9/10-Kreisen für A1-, A2-, A3-Betrieb, umfaßt je nach Ausführung vier durch Drucktasten wählbare Empfangsbereiche: „E 75“ = 100 bis 4600 kHz, „E 75 K“ = 1,6...25 MHz, „E 75 KN“ wie „E 75 K“, jedoch zusätzlich den Seenotbereich (490...510 kHz durchstimmbar) durch eine fünfte Drucktaste. Die gleichzeitige Verwendung von Geräten der Ausführung „E 75“ und „E 75 KN“ ersetzt somit einen für ausrüstungspflichtige Schiffe vorgeschriebenen Hauptempfänger, wobei jedes dieser Geräte gleichzeitig als vorgeschriebener Notempfänger dienen kann. Für die Betriebsarten A1 und A2 erfolgt die hoch- und niederfrequente Regelung von Hand, für A3 die hochfrequente Regelung automatisch, die niederfrequente von Hand. Der Empfänger „E 75“ ist in Verbindung mit einem Peilvorsatzgerät auf ausrüstungspflichtigen Schiffen (über 1600 BRT) als Peilempfänger verwendbar.

Sonderausführungen sind der *Hagenuk*-Mittelwellen-Notsender „MS N 70“ und die tragbare Funkanlage für Rettungsboote „SM 108 KD 2“. Der Notsender ist auf 500 kHz fest eingestellt und gibt bei A2-Betrieb etwa 70 W an den Antennenkreis ab. Für die Stromversorgung ist ein Umformer lieferbar, der gleichzeitig die zur Anoden-Schirmgittermodulation benötigte 500-Hz-Spannung liefert. Die Anlage „SM 108 KD 2“ ist für Rettungsboote bestimmt. Der zweistufige quarzgesteuerte Röhrendsender arbeitet im A2-Betrieb auf den Festfrequenzen 500 kHz und 8364 kHz. Die Stromversorgung übernimmt ein mittels Handkurbel angetriebener Generator. Für die Abgabe der Zeichen ist neben einer Handtaste eine Vorrichtung zur selbständigen Tastung des Senders mit dem Alarmzeichen, dem SOS-Zeichen und zwei Peilzeichen eingebaut. Der Empfänger (500 kHz fest abgestimmt, 8266...8745 kHz durchstimmbar) arbeitet im 500-kHz-Bereich als 3-Röhren-Geradeausempfänger und im 8000-kHz-Bereich als 3-Röhren-Überlagerungsempfänger. Die gesamte Anlage ist in einem wasserdichten Stahlblechgehäuse untergebracht, das im Wasser schwimmt, so daß es auch von Bord in die See abgeworfen werden kann, ohne Schaden zu nehmen. Der chromgelbe Anstrich macht es auf der Wasseroberfläche leicht erkennbar.

## Funkpeiler

Für die neuzeitliche Funknavigation fordert man heute mehr und mehr Peilgeräte, die die Feststellung der Peilrichtung unter Benutzung optischer Anzeigemethoden gestatten. Die Goniometer-Funkpeil-Anlage „Telegon III“ von *Telefunken* ist unter Verwendung der neuen Abstimm-anzeigeröhre in Langlebensdauer-Ausführung EMM 801 mit einer solchen Anzeige ausgerüstet. Die Anlage gestattet Sicht- und Hörpeilung sowie Rundempfang. Bei Sichtpeilung ist ein Mithören des Nachrichteninhaltes selbst dann möglich, wenn das Goniometer in Peilrichtung steht. Durch

Berkeley

# ELEKTRONISCHE ZÄHLGERÄTE UND MESSGERÄTE FÜR KERNSTRAHLUNG

von Beckman Instruments

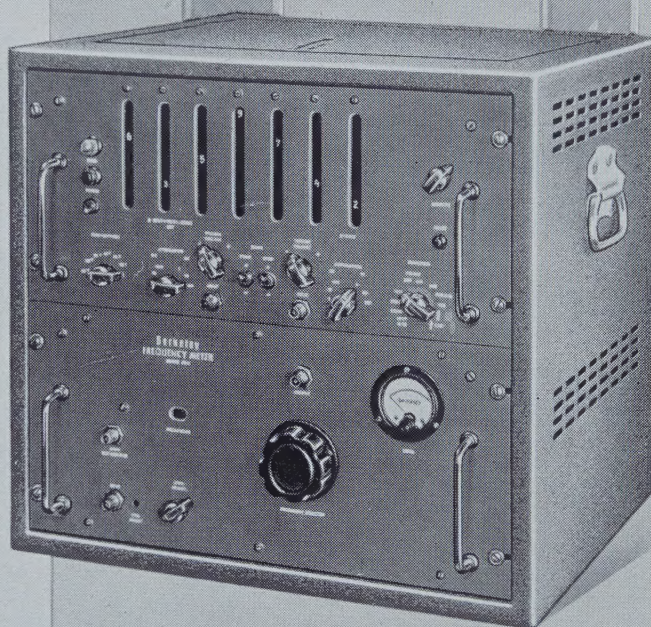
Ein Begriff  
für Genauigkeit  
und Zuverlässigkeit

## **Elektronische Zählgeräte**

Stückzähler  
Impuls / Zeiteinheitmesser  
Zeitintervallmesser  
Universalzähler  
für Messungen höchster  
Genauigkeit von:  
Stückzahlen, auch mit ein- oder  
zweifacher Vorwahl  
Frequenzen (max. 1 MHz, mit  
Umsetzer: 515 MHz)  
Drehzahlen, Zeiten (min. 1  $\mu$ s,  
max. 11,5 Tage)  
zur Registrierung dazu:  
Zählbetragdrucker

## **Meßgeräte für Kernstrahlung**

Dezimal-Zähler aller Größen  
Mittelwertmesser  
Scintillationszähler  
Strahlenschutzmeßgeräte  
Doppelimpuls-Generatoren  
Taschendosimeter



Frequenzmesser Mod. 5571

**H&B**  
**GÜNTHER &  
TEGETMEYER**

Alleinvertrieb für die  
Deutsche Bundesrepublik

Beckman Instruments GmbH  
München-Puchheim  
Ein Zweigwerk der  
Beckman Instruments Inc.  
Fullerton-Kalifornien



**GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH BRAUNSCHWEIG**

GESCHAFTSFÜHRUNG: FRANKFURT/MAIN GRÄFSTRASSE 97 IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG

Verwendung eines neuzeitlichen Eisen-Goniometers mit hoher Winkelpräzision konnte eine sehr hohe Peilempfindlichkeit erreicht werden, wobei schwankende Trübungsspannungen den Peilvorgang wenig beeinflussen. Bei Sichtpeilung ist eine Bedienung des Enttrübungsreglers nicht notwendig. Die große Peilempfindlichkeit erreichte man durch optimale elektrische Anpassung aller Anlagenteile und bei Sichtpeilung durch zusätzliche selektive Bandfilter im Sichtkanal. Bei Hörpeilung ergibt sich eine sehr markante Seitenkennung durch Bedienung des Peil-Seiten-Schalters, ohne daß ein Verdrehen des Goniometers aus der Peilrichtung notwendig ist. Bei Sichtpeilung erhält man nach einer kleinen Winkelverdrehung aus der Peilrichtung eine eindeutige Seitenmarkierung, ohne daß es dazu einer Bedienung des Peil-Seiten-Schalters bedarf. Ein besonderer Vorteil des neuen Gerätes ist die Möglichkeit, ein vom Peilempfänger abgesetztes Tochter-Anzeigegerät einbauen zu können, das z. B. zur Steuerung des Zielkurses von Bedeutung ist.

Die Sicht-Peilmethode ist den bekannten Zielflugverfahren mit Punkt-Strich- oder A-N-Umtastung zum Vergleich zweier Kardiodenspannungen ähnlich. Zur Erzeugung der beiden Kardioden wird die Peilspannung der

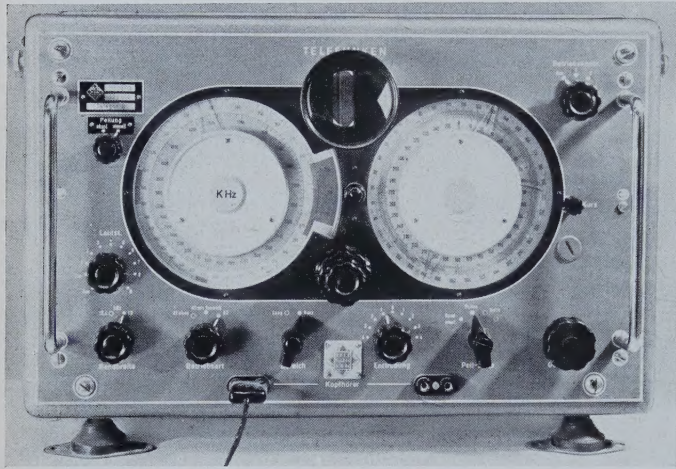


Abb. 3. Die Goniometer-Funkpeil-Anlage „Telefon III“ (Telefunken) benutzt bei Sichtpeilung zum Anzeigen des Peilminimums die Anzeigeröhre EMM 801, die ebenfalls in dem abgesetzten Tochter-Anzeigegerät Verwendung findet

Suchspulen des Goniometers in einem elektronischen Polwender mit etwa 45 Hz umgeschaltet unter gleichzeitiger Einkopplung eines bestimmten Betrages der ungerichteten Hilfsantennenspannung. In Peilrichtung ist dann die Peilspannung Null, und in beiden Kardioden wird nur die Hilfsantennenspannung wirksam. Verdreht man die Peilsuchspulen aus der entkoppelten Stellung, dann wird die eine Kardiodenspannung größer, die andere kleiner. Dieser Effekt dient zur Steuerung der optischen Anzeige. In einer Trennstufe teilt man das durch die Umtastfrequenz modulierte ZF-Gemisch in zwei Kanäle auf. Entsprechend den Amplituden der beiden Kardiodenspannungen entstehen in Gleichrichterstufen negative Impulse, die getrennt die Systeme der Zweifach-Anzeigeröhre steuern. Die Anzeige erfolgt derart, daß sich in den beiden nebeneinander angeordneten Systemen der EMM 801 zwei Leuchtflächen in der Länge so verändern, daß zwei variable Schattenbalken entstehen. Da das Auge für das Erkennen von Längenunterschieden der beiden Leuchtflächen sehr empfindlich ist, ist diese Anzeigemethode äußerst genau, und man erreicht mit der visuellen Peilmethode gegenüber der Gehör-Minimum-Methode eine noch größere Peilempfindlichkeit. Das Tochter-Anzeigegerät enthält nur eine Indikatorröhre EMM 801 und Abgleichglieder für die Symmetrieeinstellung. Die Betriebs- und Steuerspannung liefert der Peilempfänger. Der „Telefon III“ arbeitet im Bereich 230...538 kHz, wobei der Hauptnavigationsbereich 285...315 kHz eine gespeizte Skala hat. Außerdem hat das Gerät noch den Grenzwellenbereich 1,6...4,2 MHz. Schaltungs-mäßig ist das Gerät ein 5-Röhren-Überlagerungsempfänger mit regelbarer ZF-Bandbreite ( $\pm 0,4$  kHz oder  $\pm 3$  kHz), HF-Umtaststufe, HF-Vorstufe, Mischstufe mit Oszillator, ZF-Verstärker mit Dreikreisfiltern, A1-Oszillator, NF-Mischstufe, NF-Vorstufe bei A2- und A3-Empfang und NF-Ausgangsstufe. Für eine Peilgenauigkeit von  $\pm 1^\circ$  bei Hörpeilung genügen mit Rahmen von 1,10 m  $\varnothing$  und 7,5 m Kabel bei A1-Betrieb etwa 2,4  $\mu$ V/m und mit Rahmen von 0,8 m  $\varnothing$  und 12 m Kabel bei A1-Betrieb etwa 4,8  $\mu$ V/m. Für eine Hörminimumbreite von  $1^\circ$  ist etwa die zehnfache Feldstärke erforderlich. Bei Sichtpeilung erreicht man die gleiche Peilgenauigkeit wie bei Hörpeilung mit Feldstärken von 1,3  $\mu$ V/m bzw. 2,4  $\mu$ V/m. Als Maß für die Anzeigempfindlichkeit bei Sichtpeilung mag die Angabe dienen, daß beim Anpeilen eines Senders, der mit einer Feldstärke von etwa 50  $\mu$ V/m am Empfangsort einfällt, bei einer Verdrehung des Goniometerzeigers um  $\pm 0,25^\circ$  eine Längenänderung der Leuchtflächen wahrnehmbar ist.

—th

## Eine neue amerikanische Kleinströhre<sup>1)</sup>

DK 621.385.029.6: 621.397.62

Die General Electric Company hat vor kurzem eine neue Kleinströhre in Keramikbauweise mit recht bemerkenswerten Eigenschaften herausgebracht. Rein äußerlich fällt die Röhre durch ihre Abmessungen auf, da sie nur 11 mm lang ist und einen Durchmesser von knapp 8 mm hat. Sie ist im Hinblick auf die Verstärkung höchster Frequenzen konstruiert worden und soll in erster Linie für die Hochfrequenzverstärkung im Dezimeterbereich geeignet sein. Die General Electric verfolgte mit dieser neuen Röhre 6 BY 4 die Absicht, eine HF-Vorstufe für Fernsehempfänger zu schaffen, die mit der gleichen Röhre sowohl im Kurzwellenbereich als auch auf den neuen Dezimeterkanälen arbeiten kann. Daß auf diese Weise eine Vereinfachung der Schaltung möglich ist, liegt auf der Hand. Verschiedene amerikanische Fernsehempfänger-Fabriken werden daher wahrscheinlich die 6 BY 4 in ihrem neuen Empfängerprogramm verwenden und sind bereits dabei, geeignete Schaltungen für eine mit dieser Röhre bestückte HF-Vorstufe zu entwerfen.

Bei Röhren für sehr hohe Frequenzen kommt es vor allem darauf an, den Rauschfaktor und die Laufzeiteffekte möglichst gering zu halten. Kleinste Dimensionen und ebene Ausführung des Elektrodensystems sind bekannte Maßnahmen in dieser Richtung. Die ebenen Elektroden und die auf kürzestem Wege seitlich aus dem Röhrenkolben herausgeführten Elektrodenanschlüsse ergeben induktionsarme Zuführungen, die für eine annehmbare Verstärkung und einen kleinen Rauschfaktor bei höchsten Frequenzen unerlässlich sind. Außerdem erhält man so eine gute Trennung zwischen Ein- und Ausgang und damit ein stabiles Arbeiten der Röhre.

Auch die neue Keramikröhre, eine Triode, ist nach diesen Gesichtspunkten aufgebaut. Außer auf geringste Abmessungen und kleinste Elektrodenabstände wurde besonderer Wert auf eine denkbar größte mechanische Festigkeit und Unveränderlichkeit des Elektrodensystems gelegt. Der Röhrenkolben, sofern man hier noch von einem Kolben im üblichen Sinne sprechen kann, besteht aus drei Keramikringen und drei Metallringen, die in abwechselnder Folge aufeinander geschichtet und durch einen Brennpfroz zu einem äußerst widerstandsfähigen einheitlichen Körper vereinigt sind. Die drei Metallringe, oder richtiger die zwei Ringe und die den oberen Abschluß bildende Scheibe, bilden die Anschlüsse für Katode, Gitter und Anode. Die Anschlüsse für den Heizfaden sind zwei an der unteren Stirnseite sitzende Metallknöpfe.

Unmittelbar über dem gewendelten Heizfaden sitzt die scheibenförmige Oxydkatode, die von einem Zylinder aus dünner Metallfolie gehalten ist. Dieser Zylinder hat etwa den Durchmesser einer Bleistiftmine. Das in einem Ring gespannte ebene Gitter besteht aus Drähten, die einen Durchmesser von ungefähr 8  $\mu$  und einen gegenseitigen Abstand von rund 0,03 mm haben. Als Anode dient die Stirnfläche eines massiven Zylinders, der an die obere Metallplatte des Röhrenkolbens angeschweißt ist.

Sämtliche Elektroden der Röhre bestehen aus Titanium, das die Eigenschaft hat, im erhitzten Zustand Gase zu absorbieren und sofort etwa in der Röhre vorhandene oder während des Betriebes frei werdende Gasreste aufzunehmen und unschädlich zu machen. Kurzschlüsse im Elektroden-system können trotz der minimalen Elektrodenabstände wegen des robusten Aufbaus kaum eintreten. Nachstehend einige der wichtigsten Daten der 6 BY 4:

Heizspannung	6,3 V
Anodenspannung	200 V
Katodenwiderstand	200 Ohm
Anodenstrom	5 mA
Steilheit	6 mA/V
Verstärkungsfaktor	100
Leistungsverstärkung bei 900 MHz	15 dB
Rauschfaktor bei 900 MHz	6 dB

Zur Montage der Röhre bedient man sich zweckmäßigerweise eines Klemmhalters, in den sie liegend eingespannt wird und der mit seinen federnden Kontaktzungen die metallenen Anschlußringe der Röhre umfaßt. Dicht über der Röhre wird dann ein geerdetes Abschirmblech angebracht, das für eine wirksame Erdung des Gitters der meistens in Gitterbasisschaltung arbeitenden HF-Vorröhre sorgt.

Es ist anzunehmen, daß für die 6 BY 4 Vorverstärkerschaltungen entwickelt werden, die auf die neue Röhre besonders abgestimmt sind. Da die Röhre aber erst ganz kurze Zeit zur Verfügung steht, sind jedoch neue Industrieschaltungen sowie etwaige Erfahrungen damit noch nicht bekanntgeworden.

Dr. F.

<sup>1)</sup> Mickey, D. D., u. Rush, J. W.: New Tube for U.H.F. TV. Radio & Television News Bd. 55 (1956) Nr. 3, S. 46

PERSONLICHES

Professor Dr. J. Malsch †

Nach kurzer Erkrankung starb unerwartet am 6. Mai 1956 in Ulm Herr Prof. Dr. Johannes Malsch. Die deutsche Wissenschaft erleidet durch seinen Tod einen schweren Verlust, denn der Verstorbene hat es während seiner mehrjährigen Tätigkeit in der Halbleiter-Entwicklung des Telefunken-Röhrenwerkes Ulm verstanden, den zeitlichen Vorsprung des Auslandes in den physikalischen und technologischen Grundlagen ebenso wie in der Fertigung und Anwendung von Transistoren und Germaniumdioden weitgehend aufzuholen. Prof. Malsch kam von der Universität Köln zu Telefunken und stand im Begriff, von der Leitung der Halbleiter-Entwicklung in das Forschungsinstitut in Ulm überzuwechseln, als ihn der Tod mitten aus der Arbeit riß.

Rudolf Schiffel 50 Jahre

Am 6. Mai konnte der Leiter der Kundenberatung im Röhrenvertrieb von Telefunken Ulm, Herr Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel, seinen 50. Geburtstag begehen. Er ist weiten Kreisen der Fachwelt durch Veröffentlichungen und vorbildliche Zusammenarbeit bekannt geworden.

T A G U N G E N

Entwicklungsgeschichte der deutschen gelenkten Flugkörper

DK 623.451-519

Seminar der Beratungsgruppe für Aeronautische Forschung und Entwicklung (AGARD) in München vom 23. bis 27. April 1956. Die AGARD veranstaltete vom 23. bis 27. April in der Technischen Hochschule München ein Seminar, dessen organisatorische Vorbereitung und Durchführung in Händen der deutschen Wissenschaftlichen Gesellschaft für Luftfahrt e. V. (WGL) lag. Dort trafen sich über 300 Guided-Missiles-Fachleute und die nationalen Delegierten der AGARD aus 13 Ländern, um Fachvorträge von deutschen Entwicklungsingenieuren anzuhören, die

vor und während des zweiten Weltkrieges an der Schaffung der selbst- bzw. ferngelenkten Flugkörper und deren Zubehör mitgewirkt hatten.

Von den 27 Vortragenden des Seminars arbeiten heute 14 im Ausland. Während die „Auslandsdeutschen“ durchweg an ähnlichen Aufgaben weiterarbeiten, sahen sich die in Deutschland verbliebenen Ingenieure zum großen Teil in einer merkwürdigen Situation, die durch Ministerialrat Dr. J. Dantscher, München, in seinem Vortrag „Funkfernlenkung von Flugbomben“ mit folgenden Worten umrissen wurde: „Wir müssen Ihnen diesen Bericht ohne die erforderlichen Unterlagen fast aus dem Gedächtnis erstatten. Das ist bei einem technischen Thema ungewöhnlich. Die seinerzeit verfaßten Berichte sind vorhanden, aber nicht zugänglich...“

Das Seminar eröffnete am 23. 4. der Präsident der AGARD, Prof. Dr. Th. von Kármán, Paris. Nach Begrüßungsansprachen wurden die Vorträge mit einer „Übersicht über die Entwicklung ferngelenkter Flugkörper in Deutschland“ von Th. Benecke eingeleitet. Die Fachvorträge waren nach folgenden Hauptabschnitten unterteilt:

- 1. Flugbahnen, Steuerung, Aerodynamik,
- 2. Lenkverfahren für Flugkörper,
- 3. Strahlantriebe für Flugkörper.

Es wurde in erster Linie über die Entwicklung der folgenden vier zum Einsatz gelangten Flugkörper berichtet:

- Selbstgelenkte Fernbombe „V 1“ = „Fi 103“ (Argus/Askania/Fieseler);
- selbst- bzw. leitebenen-gelenkte Fernrakete „V 2“ = „A 4“ (Heeres-versuchsanstalt Peenemünde);
- fern-gelenkte Fallbombe „Fritz X“ (DVL/Rheinmetall-Borsig);
- fern-gelenkte Gleitbombe „Hs 293“ (Henschel-Flugzeugwerke).

Während die Initiatoren der „V 1“ (F. Gossiau/Argus), der „Fritz X“ (M. Kramer/DVL) und der „Hs 293“ (H. Wagner/HFW) persönlich anwesend waren und Beiträge zu dem Seminar vortrugen, war der Hauptbearbeiter der „V 2“, W. von Braun, wieder einmal „aus Sicherheitsgründen“ nicht erschienen; sein im Programm angekündigter Vortrag „Entwicklungsgeschichte des V-2-Triebwerkes“ wurde statt dessen von M. Schilling, Huntsville/Alabama, verlesen.

TELEFUNKEN  
RÖHREN

DIE DEUTSCHE  
WELTMARKE

TELEFUNKEN RÖHREN für Rundfunk- und  
Fernsehempfänger sind zuverlässig und  
von hoher Präzision. Sie vereinen in  
sich alle technischen Vorzüge,  
die TELEFUNKEN in einer  
mehr als 50-jährigen ste-  
ten Fortentwicklung  
erarbeitet hat.



Die in der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU wohl am meisten interessierenden Vortragsthemen des obengenannten Abschnitts „Lenkverfahren für Flugkörper“ seien hier kurz genannt:

W. Klöpfer, Pforzheim: „Entwicklung und Erprobung eines ferngesteuerten Flugmodells für Flak-Zieldarstellung“: „Argusprojekt“, 1937...1940, Funkfernlenkung; über die Versuche wurde ein Film der *Argus-Motorenwerke* vorgeführt.

J. Dantscher, München: „Funkfernlenkung von Flugbomben“: Funklenkanlagen für „Fritz X“ und „Hs 293“.

J. Dantscher: „Weiterentwicklung der Fernlenkanlage und Fernlenkung von Jägerraketen“: Drahtlenkanlagen für „Hs 293“, „Fritz X“ und „X 4“, Funklenkanlage für die Jägerrakete „Hs 298“, Gesamtübersicht der Fernlenkanlagen und -geräte der deutschen Luftwaffe.

F. Münster, Düsseldorf: „Gleitbombenlenkung mit Hilfe des Fernsehens“: Lenkung der „Hs 293“ nach dem zielweisenden Verfahren mittels Fernsehkamera „Tonne A“ und Fernsehempfänger „Seedorf“, Kameraeinbau, Technik der Lenkung; Film der *Erprobungsstelle der Luftwaffe*, Karlshagen, über Erprobungsflüge (Schirmbildaufnahmen).

G. Güllner, Darmstadt: „Überblick über die Entwicklung von Hochfrequenz-Zielsuchgeräten“: Entwicklungen der Firma *Blaupunkt* und der *Reichspost-Forschungsanstalt*.

R. Schäfer, Madrid: „Die Lenkverfahren „H-V“ und „Hawaii II“: Theoretische Betrachtungen über die Lenkung eines Flugkörpers in einem Leitstrahl, Planung von Leitstrahlanlagen im dm- und cm-Wellen-Gebiet.

K. H. Schirmmacher, Farnborough: „Lenkung von Fla-Raketen mit Einsatz von Funkmeßgeräten“: Überblick über die projektierten Anlagen zur Zielortung, Raketenortung und Fernlenkung der Flugzeugabwehr-Raketen (Boden — Bord) für die vier in Entwicklung gewesenen Typen „Wasserfall“, „Rheintochter“, „Schmetterling“ und „Enzian“.

E. W. Kutzscher, Sherman Oaks/Calif.: „Die physikalische und technische Entwicklung von Ultrarot-Zielsuchgeräten“: Untersuchungen über die UR-Eigenstrahlung von Zielen und deren atmosphärische Schwächung, UR-Empfängerelemente und optische Elemente, Ausführungsformen von passiven UR-Zielsuchgeräten.

F. von Rautenfeld, Hamburg: „Übersicht über die Entwicklung von Abstands- und Annäherungs-Zündern“: Ansprechcharakteristiken von Abstands-, Annäherungs- und Richtungs-Zündern, physikalische Möglichkeiten, Beispiele für deutsche Entwicklungen im cm-, dm-, UKW- und KW-Bereich sowie elektrostatischer, akustischer und optischer Zünder.

Aus der Vielfalt der vorgetragenen Übersichten und Einzelheiten sei noch ein Punkt hervorgehoben: Aus mehreren Berichten ging die relativ frühzeitige Anwendung von leistungsfähigen Digital- und Analog-Rechnern in Deutschland hervor. So wies H. Wagner auf die Anwendung einer etwa 1941 bei *Henschel* durch Zuse entwickelten Ziffernrechenmaschine hin, die zur Flächeneinstellung der „Hs 293“ nach Eingabe von zahlreichen Meßwerten der Oberflächenkontur in der Fertigung verwendet wurde. E. Fischel berichtete über Modellanlagen für die Lenkung von Gleitbomben und Fla-Raketen nach verschiedenen Lenkverfahren; diese Anlagen waren in den Jahren 1941—1945 bei der *Deutschen Forschungsanstalt für Segelflug (DFS)* in Darmstadt und Airring erstellt worden und enthielten elektromechanische Analogrechner in erheblichem Umfang, wobei auch die Optik als wesentliches Hilfsmittel verwendet wurde. Aus dem Vortrag von O. Müller über die Steuerung der „V-2“-Rakete erfuhr man über die Anwendung von Analogierechenmaschinen in Peenemünde für Stabilitätsuntersuchungen der „V 2“. Schließlich enthielt der oben erwähnte Vortrag von Schirmmacher Angaben über fünf verschiedene Rechner, die für die Fernlenkung der Fla-Raketen notwendig waren.

Die Diskussionen zu den einzelnen Vorträgen beschränkten sich auf einige wenige Ergänzungen und Einzelfragen.

Die vorgesehene Veröffentlichung der Vorträge dieses Seminars dürfte einen wesentlichen Beitrag zur Geschichte der deutschen Technik darstellen, der um so wertvoller erscheint, als die Originalunterlagen entweder vernichtet oder nur sehr schwer zugänglich sind. *MuF*

### Tagung Regelungstechnik — Heidelberg 1956

Die Fachgruppe Regelungstechnik des *Vereins Deutscher Ingenieure* und des *Verbandes Deutscher Elektrotechniker* veranstaltet vom Dienstag, dem 25. September bis Sonnabend, dem 29. September 1956 in der Universität Heidelberg eine Tagung

*Regelungstechnik, moderne Theorien und ihre Verwendbarkeit.*

Es werden zwölf Übersichtsvorträge und etwa 70 Fachreferate über Probleme der Entwicklung und Forschung auf dem Gebiet der Regelungstechnik gehalten. Die Fachvorträge sind in Vortragsgruppen mit folgenden Themen aufgegliedert:

- Technik der Regelgeräte,
- Mehrfachregelung,
- Antriebsregelung,
- Regelung von Dampferzeugern,

Regelung in Industriebetrieben,  
Lineare Methoden in der Regelungstechnik,  
Statistische Methoden in der Regelungstechnik,  
Behandlung nichtlinearer Regelvorgänge,  
Regelgüte und optimale Bemessung,  
Rechenmaschinen in der Regelungstechnik.

Über die Hälfte der Vortragsanmeldungen ist aus dem Ausland (Frankreich, Großbritannien, Holland, Israel, Italien, Japan, Jugoslawien, Österreich, Schweden, Schweiz, UdSSR und USA) eingegangen. Ziel der Tagung ist es, den Gedankenaustausch zwischen Theorie und Praxis zu fördern. Aus diesem Grunde wird die Tagung als Diskussions-Tagung aufgezogen. Zur Erleichterung der Diskussionen werden die Vorabdrucke sämtlicher Fachvorträge bereits Anfang August an die Tagungsteilnehmer versandt. In dem Tagungsbeitrag von 50,— DM ist die Lieferung der Vorabdrucke eingeschlossen.

Nähere Auskünfte über die Tagung erteilt die Geschäftsstelle der *VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik*, Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77/79.

## NEUE BÜCHER

### Guidance

Von A. S. Locke. Princeton (N. Y.) 1955, D. von Nostrand Comp. XVIII, 729 S. m. 368 Abb. Preis 12,50 \$.

Das vorliegende Buch ist der erste Band einer von Grayson Merrill, U. S. N., herausgegebenen Reihe „Principles of Guided Missile Design“, deren Aufgabe es sein soll, einen ausführlichen Überblick über das Gesamtgebiet der Technik der gelenkten Flugkörper zu geben. Und es ist sicherlich kein Zufall, daß gerade die Darstellung der eigentlichen Lenkprobleme und -verfahren hierbei an erster Stelle steht. Der Verfasser und seine Mitarbeiter stehen mitten in der Praxis der amerikanischen Guided-Missiles-Entwicklung; und man erkennt an der Art der Darstellung und an dem Umfang der behandelten Nebengebiete, daß hier Fachleute zu Worte gekommen sind.

Die 20 Kapitel des Buches beschäftigen sich teils mit den eigentlichen Lenkverfahren und den als Voraussetzung oder Teil der Lenkung anzuwendenden Ortungsmethoden, teils mit den zugehörigen Grunddisziplinen, wie Funk- und Ultrarot-Übertragung, Regelungstheorie, Navigationsprinzipien, taktischen Überlegungen usw.

Die zahlreichen Abbildungen im Text umfassen etwa zur Hälfte sehr instruktive Prinzipskizzen und Blockschemen, die auf den ersten Blick das behandelte Problem und seine Lösungsmethode erkennen lassen; die andere Hälfte besteht aus graphischen Darstellungen von gesetzmäßigen Zusammenhängen der verschiedensten Art.

Eine Beschreibung der Lenksysteme von ausgeführten Fernlenkprojekten findet sich lediglich in bezug auf die deutschen Entwicklungen des Zweiten Weltkrieges, wobei die Darstellung nicht in allen Einzelheiten den Tatsachen entspricht. Von den Nachkriegsentwicklungen ist nur die Höhenforschungsrakete „Viking“ kurz behandelt, während über die zahlreichen Lenkwaffen, die nach dem Kriege in vielen Ländern erstellt wurden, keinerlei Angaben zu finden sind: Laut Vorwort hat das Buch eine entsprechende Zensur des *Department of Defense* durchlaufen. Dafür ist die Darstellung des Grundsätzlichen zum Teil recht ausführlich. *MuF*

Das vorstehend besprochene Buch kann durch die *HELIOS-Buchhandlung und Antiquariat GmbH*, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden.

### Elektronischer Modellregelkreis (Berichtigung)

In dem Beitrag in *ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU* Bd. 10 (1956) Nr. 4, S. 105—106, bitten wir in den Abbildungen 3, 4 und 6 nachstehende Berichtigungen vorzunehmen. In Abb. 3 sind die beiden Schalter *S 5* Ausführungen mit verlängertem Schaltstück, so daß in der rechten Endstellung alle Kontakte des Schalters verbunden sind. In den Abb. 4 und 6 sind die Änderungen gemäß beistehender Skizze durchzuführen.

